



# Développement d'antennes innovantes pour les terminaux mobiles 4G tenant compte de l'interaction avec l'utilisateur : solutions circuits et antennes envisageables

Florence Sonnerat

## ► To cite this version:

Florence Sonnerat. Développement d'antennes innovantes pour les terminaux mobiles 4G tenant compte de l'interaction avec l'utilisateur : solutions circuits et antennes envisageables. Electromagnétisme. Télécom Bretagne, Université de Bretagne Occidentale, 2013. Français. NNT: . tel-00908829

**HAL Id: tel-00908829**

**<https://theses.hal.science/tel-00908829>**

Submitted on 25 Nov 2013

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne

## Télécom Bretagne

En accréditation conjointe avec l'Ecole Doctorale Sicma

---

### Développement d'antennes innovantes pour les terminaux mobiles 4G tenant compte de l'interaction avec l'utilisateur : solutions circuits et antennes envisageables

---

### Thèse de Doctorat

Mention : Sciences de l'ingénieur

Présentée par **Florence Sonnerat**

Département : MO

Laboratoire : Lab-STICC Pôle : Micro-Ondes et Matériaux (MOM)

Directeur de thèse : Christian Person

Soutenue le 3 octobre 2013

#### Jury :

M. Philippe Ferrari, Professeur à l'IMEP-LAHC (Rapporteur)  
M. Jean-Marc Laheurte, Professeur à l'Université Paris-Est Marne-la-Vallée (Rapporteur)  
M. Christian Person, Professeur au Lab-STICC (Directeur de thèse)  
M. Frédéric Giancesello, Docteur à STMicroelectronics (Examineur)  
M. François Le Pennec, Maître de conférences au Lab-STICC (Examineur)  
M. Cyril Luxey, Professeur à l'Université de Nice-Sophia-Antipolis (Examineur)  
M. Romain Pilard, Docteur à STMicroelectronics (Examineur)  
M. Eric Rius, Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale (Examineur)  
M. Benoit Derat, CEO d'Art-Fi (Invité)



## REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier monsieur le Professeur Philippe Ferrari et monsieur le Professeur Jean-Marc Laheurte d'avoir accepté d'être les rapporteurs de cette thèse.

J'aimerais également adresser un remerciement particulier au Professeur Cyril Luxey, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury lors de la soutenance, mais également pour ses nombreux conseils durant la phase de conception des antennes et son œil bienveillant en conférences.

Je remercie également le Professeur Eric Rius d'avoir accepté de prendre part à ce jury de thèse.

Un grand merci également au Docteur Benoit Derat d'avoir répondu positivement à notre invitation, mais également pour son support sur Empire.

J'aimerais également remercier Christian pour avoir accepté de diriger ces travaux pendant 3 ans, pour la confiance qu'il nous a accordée, pour sa participation aux points de thèse, mais aussi pour sa relecture attentive des papiers.

Je souhaite exprimer mes remerciements à François pour les nombreux conseils sur les simulations, son suivi assidu des weekly, ses remarques constructrices (et son œil de lynx) pour les papiers et lors des points de thèse.

Je tiens à remercier particulièrement Frédéric, de m'avoir appris des expressions « lunaires », avoir testé (et trouvé !) mes limites, m'avoir montré que la vraie vie, ce n'était pas « l'école des fans », mais surtout pour ses bons conseils, sa vision des choses au premier ordre, son encadrement quotidien de qualité, son enthousiasme, ses idées et son engagement permanent.

Un énorme merci également à Romain pour la clarté et la qualité de ses explications, sa rigueur et sa curiosité, son enthousiasme et son suivi au quotidien.

Je souhaite également remercier Daniel pour sa vision, son recul et ses critiques toujours avisées.

J'aurais aussi quelques mots pour Yvan, qui en plus d'avoir été le premier à me donner ma chance lors du stage, m'a apporté de l'aide pendant ma thèse, en particulier pour les mesures.

Merci également à Sébastien, pour l'aide apportée lors des mesures, et pour avoir accepté de traverser la cour, même sous la neige !

J'aimerais remercier l'ensemble de l'équipe RF d'avoir été une équipe formidable, dans laquelle j'ai passé 3 ans et demi vraiment merveilleux : Adrien, Aimeric, Alexandre, Alice, Alin, Cédric, Hervé, Jean-Christophe, Jean-François, Jean-Marc, Jordan, Karl, Laurent, Matthieu, Michel, Romain D, Samuel, Sandrine, Thomas, Yoann et Yannish. Merci à tous pour votre bonne humeur, votre accueil et ne changez pas, vous êtes parfaits !

Je remercie également Jean-Pierre Hélot, Emmanuel Vincent et Gérard Morin de m'avoir accueillie dans leurs services respectifs.



Un grand merci également à Fabien Ferrero, Aykut Cihangir, Patrice Brachat, Diane Titz, Frédéric Devillers et Jean-Marc Fargeas pour leur accueil chaleureux et leur aide sur la conception des éléments rayonnants, mais aussi sur les mesures d'efficacité à La Turbie.

Je remercie également Benoit Bonnet pour la semaine de mesures à Tours qu'il m'a consacrée, malgré ses contraintes, mais aussi toute l'équipe du labo ASE (*Applications and Systems Engineering*) et Jean Pierre Proot pour leur accueil sur le site de Tours, ainsi qu'Hilal Ezzeddine pour son aide sur la technologie IPD<sup>TM</sup>.

Je tiens également à remercier chaleureusement toutes les personnes suivantes, sans qui cette thèse aurait été bien différente :

- M. Amaury Veille du Pôle Européen de Plasturgie, pour nous avoir apporté son expertise sur le plastique ;
- M. Christian Badard, pour l'aide apportée lors du design des PCBs et pour avoir été l'interface avec SynergieCAD ;
- M. Hervé Ranchon, pour avoir accepté de financer les développements plastiques et PCBs ;
- M. Alexis Poulain pour avoir géré les assemblages des CMS et le *flip-chip* des puces ;
- M. Gonzague Fraval de Murata<sup>TM</sup> pour nous avoir donné les kits de composants CMS, sans lesquels les prototypes n'auraient pu être réalisés ;
- Mme Pascale Mazoyer et M. Jean Jacques de Jong, pour leur aide à la rédaction du brevet ;
- M. Philippe Flatresse et M. Laurent Dussopt, respectivement pour nous avoir représentés lors des conférences SOI conference 2012 et SIRF 2013 ;
- Mme Yannick Méo, Mme Myriam Vialle, Mme Laurence Bizet, M. Ruddy Costanzi, Mme Martine Billecard, pour leur aide et leur bonne humeur ;
- M. Yannick Marinette, Mme Viviane Guillerme et M. Yves Boury, pour leur aide lors de la mise en place des missions, et la validation des formations.

Pour terminer (*Last but not least !*), je tiens à remercier mes parents qui m'ont soutenue financièrement et moralement pendant toutes mes études. Merci également à ma sœur d'être la meilleure sœur du monde et d'être toujours là pour moi. Merci à toute ma famille, en particulier mes grands-pères qui m'ont toujours encouragée et mes grands-mères qui ont vécu des heures difficiles pendant les mois de rédaction de ce manuscrit. Merci à mes oncles et tantes pour leurs conseils (elle avance cette thèse ?). Merci aussi à tous mes amis, sans qui cette thèse n'aurait pu être aussi joyeuse.

Merci enfin à tous ceux qui par un geste, un sourire ou une parole auront fait de chaque jour de cette thèse un moment particulier...

## TABLE DES MATIERES

Remerciements .....	1
Table des matières .....	3
Liste des acronymes.....	8
Introduction.....	10
Chapitre 1 : Contexte et enjeux .....	13
1.1. Evolution des standards de communications.....	15
1.1.1. 2G.....	15
1.1.2. 3G.....	16
1.1.3. 4G.....	17
1.1.3.1. Nouvelles bandes de fréquences.....	17
1.1.3.2. Introduction de la technique d'agrégation de porteuses.....	19
1.1.3.3. LTE FDD et TDD.....	20
1.1.3.4. MIMO.....	21
1.2. Stratégie d'intégration des circuits intégrés RF.....	24
1.2.1. Description de la partie RF d'un smartphone et d'une tablette 3G .....	24
1.2.1.1. Schéma d'un module front-end 3G.....	24
1.2.1.2. Exemple de l'iPhone 4.....	25
1.2.1.3. Exemple de l'iPad 2 3G.....	26
1.2.2. Contraintes architecturales induites par la 4G.....	26
1.2.2.1. Nouvelle architecture d'amplificateur de puissance.....	26
1.2.2.2. Module filtrant.....	27
1.2.2.3. Emetteur/récepteur 4G.....	28
1.3. Evaluation des performances des terminaux mobiles.....	29
1.3.1. Performances d'un système rayonnant.....	29
1.3.1.1. Puissance isotrope rayonnée équivalente.....	29
1.3.1.2. Puissance totale rayonnée.....	30
1.3.1.3. Sensibilité totale isotrope.....	31
1.3.2. Evaluation de l'impact de l'utilisateur.....	33
1.3.3. Débit d'absorption spécifique.....	36
1.4. Conclusion.....	36



3.2.2.1.2. Performances des DTCs.....	74
3.2.2.2. Inductances fixes.....	81
3.3. Conception de tuner d'antenne.....	81
3.3.1. Topologies de tuners d'antenne utilisés dans la littérature.....	81
3.3.2. Méthode de conception utilisée pour la réalisation des démonstrateurs.....	83
3.4. Performances des tuners réalisés.....	86
3.4.1. Méthodologie de mesures.....	86
3.4.1.1. Mesures en paramètres S sous pointes.....	87
3.4.1.2. Mesures en paramètres S avec connecteurs.....	88
3.4.1.3. Mesures en puissance.....	88
3.4.2. Performances des tuners intégrés.....	89
3.4.2.1. Description du tuner.....	89
3.4.2.2. Résultats en paramètres S.....	90
3.4.2.3. Tenue en puissance.....	93
3.4.3. Optimisation des tuners intégrés.....	94
3.4.4. Performances des tuners montés sur module.....	97
3.4.4.1. Description du tuner et du module.....	97
3.4.4.2. Résultats en paramètres S.....	98
3.4.4.3. Tenue en puissance.....	100
3.5. Conclusion.....	100
Références du chapitre 3.....	101
Chapitre 4 : Évaluation de l'amélioration apportée par le tuner à l'échelle du système RF.....	105
4.1. Quantification de l'amélioration apportée par les tuners d'antennes réalisés et figure de mérite associée .....	107
4.1.1. Correction de la désadaptation.....	107
4.1.2. Définition du gain apporté par le tuner.....	109
4.1.3. Figure de mérite.....	110
4.2. Evaluation de l'impact du tuner d'antenne sur les performances de l'amplificateur de puissance et figure de mérite associée.....	112
4.2.1. Evolution de la puissance de sortie de l'amplificateur de puissance en fonction de l'impédance de l'antenne.....	112
4.2.2. Définition d'une figure de mérite.....	114
4.3. Performances en rayonnement d'antennes en présence de l'utilisateur et figure de mérite associée.....	116

4.3.1. Performances en efficacité.....	116
4.3.2. Performances en tests OTA.....	118
4.3.3. Définition d'une figure de mérite intégrant l'efficacité de l'antenne.....	120
4.4. Discussion sur l'intérêt du tuner d'antenne .....	122
4.5. Conclusion.....	125
Références du chapitre 4.....	126
Chapitre 5 : Antennes cellulaires large bande innovantes.....	129
5.1. Cahier des charges d'une antenne large bande.....	131
5.2. Méthode de conception innovante mêlant conception d'antennes et de circuits passifs.....	132
5.2.1. Concept développé.....	132
5.2.2. Outils de simulations.....	133
5.2.3. Méthodologie mise en œuvre.....	135
5.3. Contexte et contraintes technologiques.....	136
5.3.1. Choix de la technologie de réalisation d'antenne.....	136
5.3.2. Définition des contraintes d'intégration pour la pièce plastique.....	138
5.3.3. Dimensionnement et réalisation du PCB.....	139
5.4. Méthodes de mesure et de correction de l'effet du câble.....	139
5.5. Exemples de réalisation fonctionnant dans la bande basse.....	141
5.5.1. Conception des antennes seules.....	142
5.5.2. Cas du combineur/diviseur de puissance.....	143
5.5.2.1. Conception du combineur/diviseur de puissance.....	143
5.5.2.2. Comparaison simulations-mesures.....	144
5.5.2.3. Effet du boîtier.....	145
5.5.3. Cas du diplexeur.....	146
5.5.3.1. Conception du diplexeur.....	146
5.5.3.2. Comparaison simulations-mesures.....	147
5.5.3.3. Effet du boîtier.....	148
5.6. Intégration plastronique.....	149
5.7. Généralisation du principe.....	151
5.7.1. Architecture pour couvrir 2 bandes.....	151
5.7.2. Architecture pour couvrir 3 bandes.....	152
5.7.3. Exemple de la réalisation d'une antenne multibande.....	154

5.8. Effet de l'utilisateur sur une antenne multibande.....	156
5.9. Mise en perspective des résultats avec l'état de l'art.....	160
5.9.1. Approche utilisant des antennes reconfigurables en fréquence.....	160
5.9.2. Approche utilisant plusieurs accès.....	160
5.9.3. Approches utilisant une antenne à faible facteur de qualité.....	161
5.10. Conclusion.....	164
Références du chapitre 5.....	166
Conclusion générale et perspectives du travail de thèse.....	169
Publications.....	175
Annexes.....	177
Annexe A : Caractéristiques électriques d'une antenne.....	178
A.1. Impédance d'entrée / résistance de rayonnement.....	178
A.2. Coefficient de réflexion, TOS, pertes de désadaptation et Return Loss.....	178
A.3. Efficacité ou rendement.....	179
A.4. Bande passante et fréquences d'utilisation.....	180
A.5. Facteur de qualité.....	180
A.6. Caractéristiques en champ lointain.....	181
A.6.1. Intensité de rayonnement.....	181
A.6.2. Directivité.....	181
A.6.3. Gain.....	183
A.7. Diagramme de rayonnement.....	183
A.8. Polarisation.....	185
Annexe B : Plastiques compatibles avec le procédé LDS-LPKF.....	186
Annexe C : Effet de la dispersion des valeurs de composants sur un exemple.....	187
Références des annexes.....	188

## LISTE DES ACRONYMES

ADS : Advanced Design System

BST : Barium Strontium Titanate

CMOS : Complementary Metal Oxide Semiconductor

CMS : Composant Monté en Surface

CTIA : Cellular Telephone Industries Association

DCS : Digital Cellular Service

DTC : Digitally Tunable Capacitor

EDGE : Enhanced Data Rates for Global Evolution

EIRP : Effective Isotropically Radiated Power ou Equivalent Isotropically Radiated Power

EIS : Effective Isotropic Sensitivity

ERP : Effective Radiated Power

FDD : Frequency Division Duplex

FDTD : Finite Difference Time Domain

FEM : Finite Elements Method

FIT : Finite Integration Technique

GPRS : General Packet Radio Service

GPS : Global Positioning System

GSG : Ground Signal Ground

GSM : Global System for Mobile communications

HB : High Band

HFSS : High Frequency Structure Simulator

HSPA : High Speed Packet Access

IFA : Inverted-F Antenna

LB : Low Band

LDS : Laser Direct Structuring

LTE : Long Term Evolution

MB : Medium Band

MEMs : MicroElectroMechanical systems

MID : Molded Interconnect Devices

MIM : Metal Insulator Metal

MIMO : Multiple Inputs Multiple Outputs

MoM : Method of Moments

OTA : Over The Air

PA : Power Amplifier

PCS : Personal Communications Service

PCB : Printed Circuit Board

PIFA : Planar Inverted-F Antenna

RF : Radio Frequency

SAR : Specific Absorption Rate

SAM : Specific Anthropomorphic Mannequin

SMD : Surface Mount Component

SOI : Silicon On Insulator

SOS : Silicon On Sapphire

SMA : SubMiniature version A

TDD : Time Division Duplex

TIS : Total Isotropic Sensitivity

TRP : Total Radiated Power

UMTS : Universal Mobile Telecommunications System

VSWR : Voltage Standing Wave Ratio

W-CDMA : Wideband Code Division Multiple Access

WiMAX : Worldwide Interoperability for Microwave Access

3GPP : Third Generation Partnership Project



# Introduction

Depuis l'introduction du premier téléphone mobile commercial en 1983, le nombre de téléphones dans le monde a connu une vive croissance. Ainsi, en 2012, 1,736 milliards de téléphones ont été vendus à travers le monde<sup>1</sup> et le nombre de téléphones global ne cesse d'augmenter. Ce fort intérêt des consommateurs pousse les fabricants à proposer toujours plus de fonctionnalités et la possibilité d'accéder à des débits plus attractifs. Cela pose de nouvelles contraintes sur la conception des téléphones, imposant des compromis sur les performances atteignables, notamment afin de respecter l'espace disponible pour intégrer les composants tels que l'antenne, tout en limitant les coûts et en utilisant les technologies disponibles. Récemment, une polémique commerciale référencée sous le nom d'« *Antennagate* » a mis en évidence un fort impact de l'utilisateur sur une antenne particulière, placée dans le boîtier d'un téléphone commercial. Ainsi, lorsque les utilisateurs plaçaient leur doigt sur l'antenne, les performances de cette dernière chutaient soudainement, provoquant des pertes d'appels. Devant les conséquences d'une telle situation, les principaux acteurs de la téléphonie mobile ont travaillé sur des solutions afin de corriger l'effet de l'utilisateur.

De manière générale, le téléphone mobile peut être utilisé dans plusieurs configurations : tenu à la main et porté à l'oreille, posé sur un support si le mode haut-parleur est activé, ou tenu par une ou deux mains pour les configurations de jeux et de navigations sur le Web. La distance entre les antennes et le corps humain (tête, main) ou un support devient alors proche. Cette proximité crée un couplage significatif au niveau des antennes, dont les performances peuvent alors être diminuées de façon très importante. Par ailleurs, ces situations sont très diverses, puisqu'elles dépendent de chaque utilisateur et de chaque cas d'usage. De plus, les distances antenne/environnement proche peuvent varier continuellement pendant l'utilisation.

Bénéficiant notamment de l'environnement technologique au sein de la société STMicroelectronics à Crolles, cette thèse propose de contribuer à des solutions compétitives industrialisables visant à corriger ce type de dégradation. Le contexte de nouvelles applications 4G est considéré ici. Il ajoute des contraintes en termes de bande de fonctionnement et de débit, ce qui complique cet objectif.

Dans le **premier chapitre**, nous décrivons le contexte et les enjeux de la téléphonie mobile, afin de mettre en évidence les différentes générations de téléphonies et les contraintes liées à la norme 4G. Nous détaillons alors les modifications de l'architecture et des dispositifs constituant la chaîne RF, dues à cette nouvelle norme. Enfin, nous nous intéressons à l'évaluation des performances d'un téléphone mobile et l'effet de l'utilisateur sur ces dernières est étudié en particulier.

Le **deuxième chapitre** est consacré à l'étude de l'antenne, qui constitue l'interface entre la chaîne RF et l'environnement de propagation. Il introduit les définitions fondamentales et présente les caractéristiques et paramètres associés aux antennes ainsi que les moyens de caractérisation expérimentale de ces dernières. Un état de l'art des antennes utilisées dans la téléphonie mobile, complète cette partie. Celle-ci présente également les performances d'une antenne commerciale, en espace libre et en présence d'un utilisateur.

---

<sup>1</sup> <http://mobithinking.com/mobile-marketing-tools/latest-mobile-stats/a#smartphonepenetration>

Le **troisième chapitre** propose un premier axe de réflexion pour traiter la problématique de l'influence de l'utilisateur sur les performances d'un téléphone mobile. Il décrit donc la possibilité d'insérer un tuner d'antenne entre l'élément rayonnant et le module *front end*. Après avoir expliqué le concept du tuner dans le développement d'antennes agiles, il dresse un état de l'art des composants accordables puis présente les composants mis en œuvre pour nos réalisations. La méthodologie de conception utilisée pour nos démonstrateurs ainsi que leurs performances sont alors détaillées.

Dans le **quatrième chapitre**, l'amélioration apportée par le tuner à l'échelle du système RF complet est quantifiée. Dans un premier temps, seule la désadaptation de l'antenne par l'utilisateur est considérée. Puis, nous introduisons la modélisation de la puissance délivrée par l'amplificateur de puissance sous l'effet de la variation de la charge présentée. Enfin, après avoir décrit les performances en rayonnement d'antennes commerciales, l'impact du tuner sur ce paramètre est étudié. La dernière partie permet de mener une réflexion plus générale concernant l'intérêt du tuner d'antenne afin d'améliorer les performances en rayonnement d'un système RF mobile en présence de l'utilisateur.

Le **dernier chapitre** présente une alternative au développement de tuners d'antenne. Il s'agit de la conception d'un module antenne large bande compatible avec les nouvelles normes 4G. Nous commençons par décrire le cahier des charges de telles antennes. Puis, nous détaillons la méthodologie de conception innovante, développée durant ce travail, basée sur l'association de techniques de conception d'antennes et de conception de circuits. Après avoir mis en évidence le contexte et les contraintes technologiques, nous présentons plusieurs exemples de réalisations, ainsi que la généralisation de la méthode pour la conception d'une antenne multibande. La possibilité de l'intégration des circuits sur un module antenne plastronique ainsi que la robustesse de nos prototypes vis-à-vis de l'impact de l'utilisateur sont ensuite présentés. Nous terminons cette partie par une comparaison de nos travaux avec l'état de l'art.

Les dernières pages de ce manuscrit concluent ce travail et donnent les perspectives des études réalisées lors de cette thèse.

# **Chapitre 1 : Contexte et enjeux**

Chapitre 1 : Contexte et enjeux.....	13
1.1. Evolution des standards de communications .....	15
1.1.1. 2G .....	15
1.1.2. 3G .....	16
1.1.3. 4G .....	17
1.1.3.1. Nouvelles bandes de fréquences .....	17
1.1.3.2. Introduction de la technique d'agrégation de porteuses .....	19
1.1.3.3. LTE FDD et TDD .....	20
1.1.3.4. MIMO .....	21
1.2. Stratégie d'intégration des circuits intégrés RF .....	24
1.2.1. Description de la partie RF d'un smartphone et d'une tablette 3G.....	24
1.2.1.1. Schéma d'un module front-end 3G.....	24
1.2.1.2. Exemple de l'iPhone 4 .....	25
1.2.1.3. Exemple de l'iPad 2 3G .....	26
1.2.2. Contraintes architecturales induites par la 4G.....	26
1.2.2.1. Nouvelle architecture d'amplificateur de puissance.....	26
1.2.2.2. Module filtrant .....	27
1.2.2.3. Emetteur/récepteur 4G.....	28
1.3. Evaluation des performances des terminaux mobiles .....	29
1.3.1. Performances d'un système rayonnant .....	29
1.3.1.1. Puissance isotrope rayonnée équivalente .....	29
1.3.1.2. Puissance totale rayonnée .....	30
1.3.1.3. Sensibilité totale isotrope .....	31
1.3.2. Evaluation de l'impact de l'utilisateur.....	33
1.3.3. Débit d'absorption spécifique .....	36
1.4. Conclusion .....	36
Références du chapitre 1 .....	37

Depuis l'introduction du premier téléphone mobile commercial en 1983 [1], les terminaux portables des réseaux cellulaires, leur utilisation, mais aussi les standards de télécommunications correspondants ont beaucoup évolué. En effet, les premiers appareils étaient volumineux et incompatibles avec les réseaux similaires dans le monde. Ils étaient essentiellement utilisés pour lever la contrainte qu'imposaient les postes fixes : être proche de la prise téléphonique. A l'heure actuelle, avec l'avènement des terminaux mobiles dits « intelligents », ces derniers ont les mêmes fonctionnalités que les ordinateurs (accès Internet, diffusion ou jeux vidéo), les lecteurs audio (écoute de musique, radio ou autres contenus audio), les appareils photos, les GPS (*Global Positioning System*), voire les cartes de paiement... Véritable objet connecté, grâce aux multiples applications maintenant disponibles, le téléphone mobile est devenu un objet personnel majeur dans nos sociétés, où il continue à prendre chaque jour une place plus importante.

Ce chapitre a pour but de décrire le contexte de la téléphonie mobile et une partie des enjeux associés, afin d'introduire une partie des problématiques à prendre en compte dans la thèse. Tout d'abord, l'évolution des standards de télécommunications est détaillée. Celle-ci entraînant des modifications des parties RF, la stratégie d'intégration des circuits RF dans les téléphones est ensuite présentée. Finalement, nous nous intéresserons à l'évaluation des performances associées à ces circuits et aux antennes dans les terminaux mobiles puis nous étudierons en particulier l'effet de l'utilisateur.

### 1.1. EVOLUTION DES STANDARDS DE COMMUNICATIONS

Les premiers téléphones mobiles (génération 1G) sont apparus dans les années 1980 [1]. Ils fonctionnaient sur une seule bande de fréquence, et celle-ci était différente selon les pays, ce qui rendait les systèmes incompatibles entre eux. Ainsi, en Europe, le standard TACS (*Total Access Communication System*) utilisait la bande 880-960 MHz, alors qu'aux Etats-Unis, l'AMPS (*Advanced Mobile Phone System*) fonctionnait dans la bande 824-894 MHz. Les générations suivantes (2G, 2.5G, 3G, 4G) ont permis d'introduire la numérisation des signaux et de faire croître progressivement le débit, afin de rendre possible un transfert de données de tous types, et une certaine compatibilité entre les téléphones dans les différents pays du monde, grâce à la définition de standards internationaux [2, 3].

#### 1.1.1. 2G

Afin de résoudre ce problème d'incompatibilité, ainsi que celui de la saturation du réseau, une nouvelle génération est introduite dans les années 90 : contrairement à la précédente, elle est numérique. Elle permet de transmettre des données numériques de faibles volumes, en plus de la voix. Un nouveau standard est alors adopté en Europe : il s'agit du GSM (*Global System for Mobile communications*), qui utilise le multiplexage TDMA (*Time Division Multiple Access* ou AMRT en français). Ce multiplexage temporel réduit la saturation du réseau grâce au partage de la bande de fréquence. Le GSM utilise la même bande de fréquence que le TACS (la bande 880-960 MHz est alors désignée par GSM900), mais aussi la bande 1710-1880 MHz appelée DCS (*Digital Cellular Service* ou GSM1800), ce qui implique un fonctionnement bi-bande. Aux Etats Unis, deux autres bandes ont été retenues : la bande 824-894 MHz (GSM850), et la bande 1850-1990 MHz (PCS: *Personal Communications Service*, aussi appelé GSM1900).

Afin d'améliorer le débit (le débit moyen initial du GSM est de 9,6 kbits/s [4]), tout en conservant l'infrastructure existante, le GPRS (*General Packet Radio Service*), aussi appelé 2,5G, est introduit au début des années 2000. Comme la transmission par paquets est autorisée, les ressources ne sont allouées que lorsque les données sont échangées, contrairement au GSM où l'allocation des ressources est valable pour la durée de la communication. Le débit théorique atteint alors 170 kbits/s [5], mais le débit pratique est compris entre 56 et 114 kbits/s [6]. C'est le début de la transition vers la 3G.

La 2,5G est ensuite complétée par l'EDGE (*Enhanced Data Rates for Global Evolution ou Enhanced Data Rates for GSM Evolution*), qui en utilisant des techniques de modulations différentes (8-PSK, c'est-à-dire *Phase-Shift Keying*), a permis d'augmenter le débit pratique moyen jusqu'à 384 kbits/s [7], mais implique la modification des stations de base et des terminaux mobiles. Nous détaillerons ce dernier point dans la suite du chapitre 1 (partie 1.2.).

---

### 1.1.2. 3G

Le standard 2G et ses améliorations ont peu à peu été remplacés par le standard 3G, dont les débits supérieurs sont compatibles avec les applications grand public comme la visiophonie et le visionnage de vidéos. Selon les régions du monde, différentes technologies de multiplexage par code sont utilisées et sont incompatibles entre elles. En Europe, il s'agit du W-CDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*) alors qu'aux Etats-Unis, le CDMA2000 (*Code Division Multiple Access*) est utilisé. Le standard 3G est finalement associé à la norme UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*). Celle-ci permet d'augmenter encore les débits théoriques, jusqu'à 2 Mbits/s.

Les bandes de fréquences à supporter sont donc celles de l'UMTS/HSPA. Le HSPA (*High Speed Packet Access*) est une fusion entre deux protocoles de téléphonie mobile : le HSDPA (*High Speed Downlink Packet Access*) et le HSUPA (*High Speed Uplink Packet Access*), qui étend et améliore les performances des protocoles WCDMA existants.

Ainsi, les téléphones bi-bandes peuvent couvrir deux bandes de fréquences telles que 2100 MHz/900 MHz (bande 1- *International Mobile Telecommunications*/bande 8) en Europe, au Moyen Orient, en Asie et en Océanie, ou 1900 MHz/850 MHz (bande 2/bande 5) en Amérique (Nord et Sud). Avec l'ajout de la bande AWS (*Advanced Wireless Services* - bande 4) en Amérique du Nord, le duo 1700 MHz/2100 MHz est maintenant également utilisé. Les téléphones tri-bandes couvrent quant à eux les bandes 900 MHz, 1900 MHz et 2100 MHz en Europe, et les bandes 850 MHz, 1900 MHz et 2100 MHz en Amérique. Les versions AWS des téléphones supportent les bandes 900 MHz, 1700 MHz et 2100 MHz. Comme les bandes 3, 9 et 10 sont comprises dans les bandes à supporter, elles seront automatiquement prises en compte pour la 3G. [8].

Dans le cadre de la 3G/HSPA, les bandes 1 (IMT), 2 (PCS), 3 (DCS), 4 (AWS), 5 (CLR), 8 (GSM), 9 et 10 sont donc à supporter et leurs caractéristiques sont rappelées dans le Tableau 1 suivant [8] :

Numéro de la bande fréquentielle	Bande de fréquence (MHz)	Nom	Voie montante (TX) (MHz)	Voie descendante (RX) (MHz)
1	2100	IMT	1920 - 1980	2110 - 2170
2	1900	PCS	1850 - 1910	1930 - 1990
3	1800	DCS	1710 - 1785	1805 - 1880
4	1700	AWS	1710 - 1755	2110 - 2155
5	850	CLR	824 - 849	869 - 894
8	900	GSM	880 - 915	925 - 960
9	1700		1749,9 – 1784,9	1844,9 – 1879,9
10	1700		1710 - 1770	2110 - 2170

Tableau 1 : Bandes de fréquences utilisées par la norme UMTS

Si nous tenons compte des chevauchements des bandes de fréquences, cela revient à couvrir deux macrobandes de fréquences : 824-960 MHz et 1710-2170 MHz.

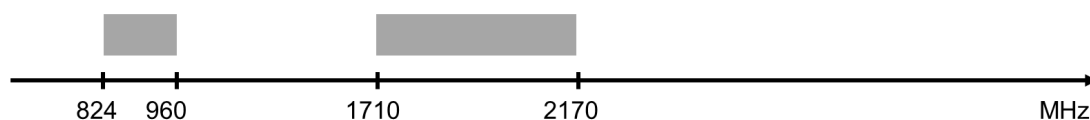


Figure 1 : Spectre à couvrir pour la 3G

### 1.1.3. 4G

En mars 2008, l'ITU-R (*International Telecommunication Union - Radiocommunication sector*) a défini les spécifications de la 4G, notamment en termes de débit net maximal. Celui-ci doit atteindre jusqu'à 100 Mbits/seconde pour les communications en mobilité forte (voitures, trains) et jusqu'à 1 Gbit/seconde pour les applications fixes ou très faiblement mobiles (piétons) [9]. Deux standards ont été proposés pour approcher ces débits : il s'agit du LTE (*Long Term Evolution*) et du WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*). A cause des difficultés à fournir le débit fixé par l'ITU-R, le LTE devient en réalité une norme 4G dans sa version 10 : c'est l'apparition du LTE-Advanced. Les applications visées sont la Voix sur IP (ou en anglais, VoIP : *Voice over IP*), les services de jeux en ligne, la télévision mobile haute qualité, la vidéo conférence...

#### 1.1.3.1. NOUVELLES BANDES DE FREQUENCES

Pour le LTE, des bandes additionnelles vis-à-vis de la 3G doivent être couvertes. Ainsi, un déploiement dans la bande 700 MHz (bandes 12, 13, 14, 17) est prévu en Amérique du Nord, dans les bandes 900 MHz (bande 8), 1800 MHz (bande 3), 2600 MHz (bandes 7 et 38) en Europe, 1800 MHz et 2600 MHz en Asie, 1800 MHz en Australie [8]. Comme les bandes 10 et 11 sont incluses dans la bande 3 en émission, et dans les bandes 1 et 3 en réception, elles seront automatiquement supportées. La Chine et l'Océanie nécessiteront le support de la bande 11. La Chine, le Japon et Taïwan ont également fait le choix de bandes avec support de *duplex* temporel dit TDD (*Time Division Duplex*) : ce sont les bandes 33 à 44. Elles sont similaires à celles utilisées par les autres pays en 4G, mais ajoutent des bandes de fréquences entre 2300 et 2400 MHz, et entre 3400 et 3800 MHz (ce principe est détaillé dans une partie dédiée dans le paragraphe 1.1.3.3.). Les caractéristiques de toutes les bandes mentionnées ici sont rappelées dans le Tableau 2 [8]. Cependant, ce déploiement est prévisionnel et il est difficile d'affirmer avec certitude quelles seront les bandes utilisées dans le futur.



Numéro de la bande fréquentielle	Bande de fréquence (MHz)	Nom	Voie montante (TX) (MHz)	Voie descendante (RX) (MHz)
1	2100	IMT	1920 - 1980	2110 - 2170
2	1900	PCS	1850 - 1910	1930 - 1990
3	1800	DCS	1710 - 1785	1805 - 1880
4	1700	AWS	1710 - 1755	2110 - 2155
5	850	CLR	824 - 849	869 - 894
6	800		830 - 840	875 - 885
7	2600	IMT-E	2500 - 2570	2620 - 2690
8	900	GSM	880 - 915	925 - 960
9	1700		1749,9 – 1784,9	1844,9 – 1879,9
10	1700		1710 - 1770	2110 - 2170
11	1500		1427,9 – 1447,9	1475,9 – 1495,9
12	700	SMH	698 - 716	728 - 746
13	700	SMH	777 - 787	746 - 756
14	700	SMH	788 - 798	758 - 768
15			1900 - 1920	2600 - 2620
16			2010 - 2025	2585 - 2600
17			704 - 716	734 - 746
18			815 - 830	860 - 875
19			830 - 845	875 - 890
20			832 - 862	791 - 821
21			1447,9-1462,9	1495,9 – 1510,9
33			1900 - 1920	1900 - 1920
34			2010 - 2025	2010 - 2025
35			1850 - 1910	1850 - 1910
36			1930 - 1990	1930 - 1990
37			1910 - 1930	1910 - 1930
38			2570 - 2620	2570 - 2620
39			1880 - 1920	1880 - 1920
40			2300 - 2400	2300- 2400
41			2496-2690	2496-2690
42			3400-3600	3400-3600
43			3600-3800	3600-3800
44			703-803	703-803

Tableau 2 : Bandes de fréquences utilisées pour le LTE

Pour le WiMAX, trois ensembles de bandes de fréquences ont été envisagés : 2,3-2,9 GHz, 3,3-3,8 GHz et 5,15-5,85 GHz. Finalement, seulement une partie d'entre elles (2,5-2,7 GHz et 3,4-3,6 GHz) ont obtenu une licence dans le monde pour le moment [10]. Nous considérerons pour la suite la bande 3,3-3,8 GHz dans son intégralité comme la bande WiMAX, l'autre bande correspondant à la bande 7, déjà prise en compte pour le LTE.

Si nous synthétisons les bandes de fréquences à couvrir dans le cadre de la 4G, nous pouvons déduire du Tableau 2 que les 5 macrobandes à couvrir sont les suivantes :

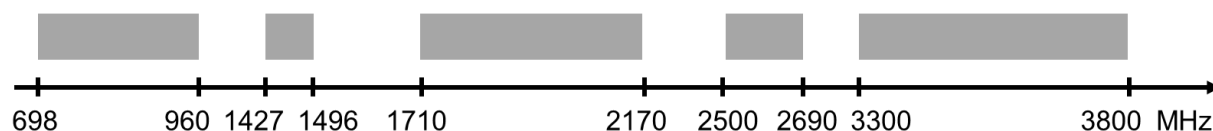


Figure 2 : Utilisation du spectre pour la 4G

### 1.1.3.2. INTRODUCTION DE LA TECHNIQUE D'AGREGATION DE PORTEUSES

La formule de Shannon (Équation 1) montre que le débit théorique maximal  $D$  d'un canal augmente en proportion de la bande passante  $W$ , en considérant un rapport signal sur bruit ( $S/N$ ) constant.

$$D = W \cdot \log_2 \left( \frac{S}{N} \right) \quad \text{Équation 1}$$

Pour augmenter le débit, une solution consiste à augmenter la bande passante. Mais compte tenu des nombreuses contraintes liées à la gestion du spectre de fréquence, l'agrégation de porteuses est adoptée. Cette technique consiste à transmettre le signal en utilisant plusieurs canaux de fréquences simultanément. Il est alors possible d'utiliser un spectre Hertzien agrégé jusqu'à 100 MHz de largeur. Les canaux peuvent couvrir 1,4 MHz, 3 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz ou 20 MHz [11]. Sans cette technique, la largeur maximale serait de 20 MHz en LTE. Il serait donc possible d'agréger jusqu'à 5 canaux de 20 MHz maximum, mais la limite pratique semble être plutôt l'agrégation de 3 canaux [12]. Les canaux de fréquences peuvent être compris dans la même bande de fréquence, on parle alors d'agrégation intra-bande. Celle-ci peut être contiguë ou non-contiguë selon la position relative des canaux (cf. Figure 3). L'autre possibilité est d'utiliser des canaux situés dans des bandes de fréquences différentes. Il s'agit alors d'agrégation inter-bandes (cf. Figure 4) [11, 12].



Figure 3 : Agrégation de porteuses de type intra-bande (a) porteuses contiguës, (b) porteuses non contiguës



Figure 4 : Agrégation de porteuses de type inter-bandes

La contrainte principale fixée par l'agrégation est qu'une antenne utilisant ce principe doit fonctionner (adaptation, rayonnement) dans les deux bandes agrégées simultanément. Sa limitation concerne la limite pratique du nombre de canaux pouvant être agrégés évoquée précédemment.

Les schémas d'agrégation sont dépendants des zones géographiques, et selon les cas, différentes largeurs de bandes sont utilisées. Le Tableau 3 détaille deux exemples, parmi les 28 décrits par la coopération d'organismes de standardisation 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*). Parmi celles-ci, la moitié des schémas d'agrégation concernent la région 2 (Etats Unis, Groenland et quelques îles du Pacifique), et utilisent les nouvelles bandes de fréquences proches de 700 MHz. D'autres configurations seront très probablement ajoutées dans le futur [13].

Bandes	Bande A (TX) (MHz)	Bande A (RX) (MHz)	Bande B (TX) (MHz)	Bande B (RX) (MHz)	Région	Allocation (MHz)
1 et 5	1920-1980	2110-2170	824-849	869-894	Japon	10 +10
3 et 7	1710-1785	1805-1880	2500-2570	2620-2690	Europe	20 +20

**Tableau 3 : Exemples de combinaisons d'agrégation de type inter-bandes en LTE [14]**

L'agrégation de porteuses peut être combinée avec les deux modes de *duplex* du LTE, c'est-à-dire le FDD (*Frequency Division Duplex*) et TDD (*Time Division Duplex*), qui sont décrits dans le paragraphe suivant.

### 1.1.3.3. LTE FDD ET TDD

Une communication peut avoir lieu dans deux sens :

- De la station de base vers l'utilisateur : il s'agit de la voie descendante ou RX, également appelée lien direct (*Downlink* ou *Forward Link*, DL) ;
- De l'utilisateur vers la station de base : c'est la voie montante ou TX, aussi désignée par lien inverse (*Uplink* ou *Reverse Link*, UL).

De plus, il existe plusieurs possibilités de transmettre les données entre deux émetteurs :

- *Simplex* : la transmission ne peut avoir lieu que dans un sens, comme dans un système de radio FM par exemple ;
- *Half Duplex* : la communication est possible dans les deux sens, mais elle n'est possible que dans un seul sens à la fois. Si l'un des émetteurs est en train de transmettre une information, l'autre doit attendre que la communication soit terminée avant de commencer sa transmission. Cette forme de communication est utilisée pour les *talkies walkies* ;
- *Full Duplex*, aussi appelé *Duplex* : les transmissions peuvent être réalisées dans les deux sens en même temps. C'est le cas des téléphones mobiles. Cependant, il reste nécessaire de séparer les transmissions, afin que les parties réceptions et émissions fonctionnent simultanément. Il existe deux moyens d'effectuer cette séparation : utiliser les fréquences ou le temps. Dans le premier cas, il s'agit de la FDD (*Frequency Division Duplex*). Dans le second cas, on parle de TDD (*Time Division Duplex*).

La technique FDD, traduit en français par *duplex* par séparation fréquentielle, consiste à utiliser une fréquence différente (cf. Figure 5-a) pour chacune des deux directions (émission-réception). Il est important de veiller à conserver un intervalle de garde fréquentiel suffisant entre les deux canaux, pour éviter que le signal transmis apporte des interférences au signal reçu. Cela nécessite des filtres très sélectifs, qui sont placés au niveau des stations de base, mais aussi dans les terminaux mobiles.

Le *duplex* TDD, appelé en français *duplex* par séparation temporelle, n'utilise qu'un seul canal fréquentiel. Mais il alterne la transmission des données de transmission et de réception en suivant une cadence imposée par une base de temps (cf. Figure 5-b). Dans ce cas, un intervalle de garde temporel est nécessaire entre l'émission et la réception. Celui-ci doit permettre au signal émis par le premier émetteur récepteur d'arriver au second avant que ce dernier ne commence à transmettre.

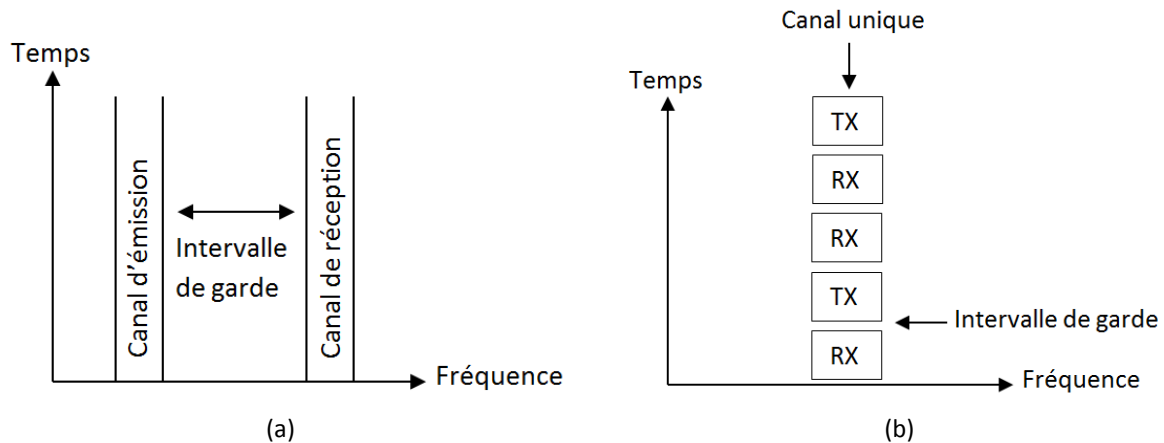


Figure 5 : Schéma de principe des techniques (a) FDD, (b) TDD [15]

Le Tableau 4 suivant permet de résumer les principales différences entre les techniques de duplex FDD et TDD [15].

Éléments de comparaison	TDD	FDD
<b>Utilisation du spectre</b>	Une seule fréquence est utilisée pour l'émission et la réception.	Un canal est nécessaire pour l'émission, un autre pour la réception. L'efficacité spectrale peut être limitée, mais cette technique est plus robuste vis-à-vis du <i>fading</i> .
<b>Cas d'un trafic non équilibré</b>	Il est possible d'augmenter dynamiquement le nombre d'espaces temporels réservés à l'une ou l'autre des directions facilement, si le débit n'est pas trop élevé.	Il est nécessaire de réallouer le spectre, mais cela nécessite l'intervention des autorités de régulation du spectre.
<b>Distance</b>	Cette technique est adaptée principalement aux faibles distances, car l'intervalle de garde en dépend (le signal met 3,3 $\mu$ s pour parcourir 1 km).	La distance n'influence pas la transmission.
<b>Latence</b>	La technique TDD peut introduire un temps de retard.	La FDD n'introduit pas de retards.
<b>Coût de l'équipement</b>	Aucun coût d'équipements additionnels n'est à prévoir, car les commutateurs émission/réception sont faible coût.	Des filtres sélectifs sont nécessaires pour assurer le bon fonctionnement de la technique et ces équipements coûteux peuvent augmenter le coût des équipements (mobiles ou stations de base).

Tableau 4 : Principaux avantages et inconvénients des techniques FDD et TDD [15]

La majorité des bandes de fréquences utilisent la technique FDD, mais certaines bandes, comme les bandes 33 à 44 présentées précédemment dans le Tableau 2, sont des bandes TDD [8].

#### 1.1.3.4. MIMO

En réalité, la propagation des signaux ne s'effectue pas en espace libre. Ce modèle de propagation est inapproprié, car il faut également prendre en compte [16] :

- Des phénomènes d'évanouissements (appelés *fading*), qui peuvent entraîner des pertes de communication lorsque le niveau passe localement ou provisoirement en-dessous du seuil de bruit. On distingue les évanouissements à grande échelle (*large scale fading*), à moyenne échelle (*medium scale fading*) et ceux à petite échelle (*small scale fading*), relativement à la longueur d'onde. Les premiers proviennent des effets combinés du sol et de l'environnement général (centre urbain, quartier résidentiel, végétation régulière, etc..). Les seconds sont dus à la présence de grands objets (immeubles, collines, etc...), qui affectent provisoirement la communication en modifiant localement le niveau moyen du signal reçu ; le cas le plus évident étant celui du masquage (*shadowing*). Les derniers proviennent des recombinaisons de trajets multiples et sont espacés typiquement de  $\frac{\lambda}{2}$ , avec des écarts entre maximum et minimum pouvant atteindre une trentaine de dB.
- Des phénomènes d'étalement temporel. Ils proviennent des trajets multiples, qui en suivant des chemins de différentes longueurs superposent des versions décalées du signal émis au niveau du récepteur. Par analogie avec le phénomène d'écho, des interférences entre symboles entraînent un taux d'erreur binaire qui augmente avec l'écart type des retards. Il est dit « irréductible », car il existe même en l'absence de bruit par ailleurs. Mais des techniques d'égalisation au niveau du récepteur permettent de le combattre.
- Des phénomènes de variabilité temporelle. Ils sont liés aux mouvements dans le canal de propagation, et pas seulement ceux de l'émetteur et du récepteur. La principale conséquence est l'apparition de décalages en fréquence (effet Doppler) sur les trajets qui interagissent avec un objet en mouvement. De façon très générale, il en résulte une modulation de fréquence aléatoire du signal reçu. Selon la rapidité des mouvements significatifs relativement à la vitesse de modulation, on distingue l'évanouissement lent (*slow fading*) de l'évanouissement rapide (*fast fading*).
- Des phénomènes d'évanouissement fréquentiels. Dans les systèmes radio large bande, la variabilité du canal avec la fréquence devient significative par rapport à la largeur du spectre émis. Des « trous » peuvent apparaître au niveau du signal reçu en raison de combinaison de trajets qui, pour les fréquences concernées, sont destructives. C'est le *fading* sélectif en fréquence.

Pour améliorer la situation face aux différentes difficultés présentées par le canal et augmenter le débit, une solution est d'utiliser des techniques de diversité. Ces dernières tirent parti de versions dé-corrélées du signal à transmettre. Ainsi, la probabilité que ces différents signaux dé-corrélés, en empruntant des chemins suffisamment différents par exemple, soient atténués aux mêmes endroits peut être largement réduite. Une bonne diversité remplit donc 2 critères [17] :

- Plusieurs versions du signal reçues avec une faible corrélation entre eux,
- Une puissance moyenne similaire pour les différentes antennes, afin que toutes les antennes apportent de l'information.

Les effets plus spécifiques des antennes vis-à-vis de la diversité sont reliés à l'enveloppe de corrélation, définie en [17] en fonction des niveaux des signaux complexes reçus par les deux éléments rayonnants, et équivalente à l'Equation simplifiée 2 [18, 19]. L'expression, généralisable à un nombre plus important d'antennes, montre que l'impact sur la diversité est à relier directement aux couplages mutuels et aux adaptations respectives des antennes.

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{12}^* S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{12}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)}$$

Équation 2

avec  $S_{11}$  et  $S_{22}$  les coefficients de réflexion en entrée de chaque antenne, et  $S_{12}$  le coefficient de leur couplage mutuel.

La corrélation est jugée faible (et donc les chemins sont jugés indépendants) si l'Équation 3 est vérifiée [17]:

$$\rho_e < 0,5$$

Équation 3

Il existe plusieurs types de diversité (fréquentielle, temporelle, en polarisation, en diagramme, angulaire, ...), mais la plus classique est la diversité spatiale. Afin d'augmenter le débit de transmission des données sans augmenter ni la bande passante du système, ni la puissance du signal émis, une solution consiste à tirer parti de la diversité grâce à l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception : c'est la technique MIMO (*Multiple Inputs Multiple Outputs*), illustrée en Figure 6. Cette dernière exploite l'environnement multi-trajets (il y a  $M \times N$  trajets possibles, pour  $M$  émetteurs et  $N$  récepteurs) au lieu de le subir.

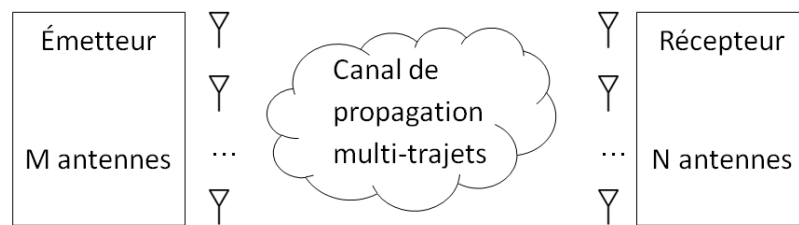


Figure 6 : Principe du MIMO

Dans ce cas, la distance de séparation entre les différentes antennes doit être suffisante pour garantir l'indépendance des signaux. Dans les téléphones mobiles, cette distance de séparation est limitée par les contraintes de place disponible.

L'utilisation d'antennes MIMO est ainsi désormais combinée avec des techniques de codage OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) ou OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*), qui permettent d'atteindre des débits importants. L'OFDMA permet un partage des ressources entre plusieurs utilisateurs, et est un dérivé de l'OFDM.

L'un des principaux enjeux techniques de la 4G est donc d'augmenter le débit. De nombreuses solutions ont été proposées à cette fin : ajout de nouvelles bandes de fréquence (autour de 700 MHz et au-dessus de 2,5 GHz principalement), utilisation de l'agrégation de porteuses, modification du type de transmission (TDD ou FDD), introduction du MIMO. Toutes ces problématiques seront prises en compte dans cette thèse, à l'exception de l'aspect MIMO, qui sans être incompatible avec les solutions proposées n'a pas été étudié ici.

Ces solutions aux défis de la 4G entraînent de nouvelles contraintes au niveau des puces qui traitent la partie RF (module *front-end*) dans les téléphones compatibles 4G. Les principales fonctions intégrées sur ces puces sont décrites dans la partie suivante. Après avoir rappelé les architectures utilisées pour la partie RF en 3G, nous détaillerons les changements d'architectures associés à la 4G.

## 1.2. STRATEGIE D'INTEGRATION DES CIRCUITS INTEGRES RF

Le module de *front-end* regroupe l'ensemble des blocs fonctionnels qui constituent le circuit RF. Il relie les voies I et Q du signal complexe en bande de base à l'antenne qui émet le signal sur porteuse dans l'environnement de propagation. Certaines de ces fonctions sont intégrables dans un circuit intégré (*chipset* RF), selon la taille des composants nécessaires, les contraintes de dissipation thermique ou les performances demandées (puissance,...). Il effectue différentes transformations : amplification, filtrage si nécessaire, transposition en fréquence. Un duplexeur ou un commutateur (auss appelé *switches*) selon le cas sépare les voies entrante et sortante de l'antenne.

### 1.2.1. DESCRIPTION DE LA PARTIE RF D'UN SMARTPHONE ET D'UNE TABLETTE 3G

#### 1.2.1.1. SCHEMA D'UN MODULE FRONT-END 3G

Le module *front-end* est donc l'ensemble des éléments situés entre l'émetteur-récepteur et l'antenne. Un exemple de front-end 3G est décrit en Figure 7.

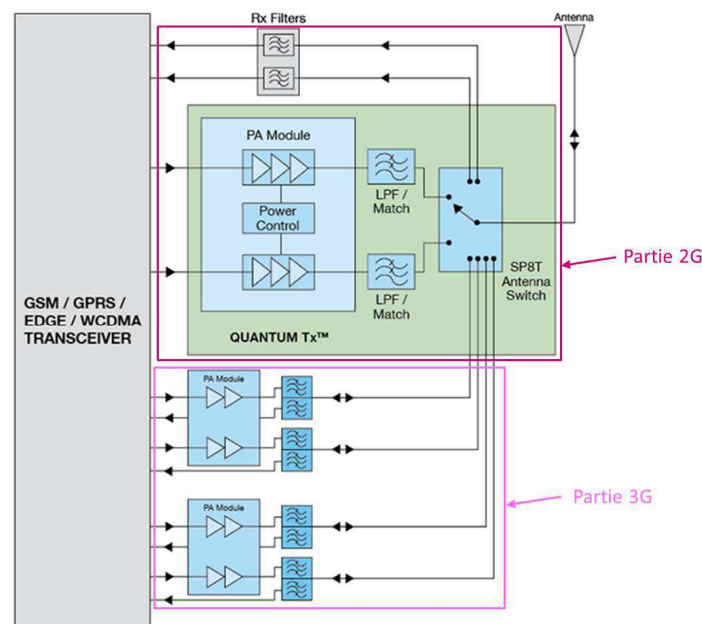


Figure 7 : Schéma d'un module front end 3G selon Trinquint™ [20]

Un système 3G doit être rétro-compatible avec un système 2G. Selon le standard, le chemin RF n'est pas le même.

Pour la partie 2G, comme il n'y a pas de transmission en *full duplex*, les chemins RF utilisés en émission et en réception sont différents et alternent grâce à un commutateur (*SP8T Antenna Switch* dans la Figure 7, c'est-à-dire *Single Pole 8 Throw*). En émission, le signal traverse un amplificateur de puissance (appelé PA par la suite) saturé (33,5 dBm) : c'est le module d'amplification de puissance en haut, dans la Figure 7. Le rôle d'un amplificateur de puissance est d'augmenter le niveau du signal et de compenser les pertes du signal entre la station de base et l'utilisateur. Le signal est dirigé vers un filtre (ici *LPF/Match*), avant de parvenir à l'antenne via le commutateur. En réception, sur la Figure 7, le signal entre dans un filtre à onde acoustique de surface (nommé *RX filters* dans l'illustration) qui permet d'isoler les fréquences d'intérêt du signal reçu, avant d'être traité par l'émetteur-récepteur (auss appelé *transceiver*).



Un système 3G fonctionne en *full-duplex* : il n'y a donc qu'un seul chemin RF pour les signaux d'émission et de réception. Dans ce cas, l'amplificateur de puissance est linéaire (24,5 dBm), et il est suivi d'un duplexeur. Celui-ci sert à séparer et isoler les signaux d'émission et de réception, émis sur deux porteuses de fréquence différentes. Chaque bande de fréquence 3G a ainsi un chemin RF spécifique, contenant un amplificateur, un duplexeur et correspondant à une position particulière sur le commutateur.

La différence de mode de fonctionnement (saturé/linéaire) entre les amplificateurs de puissance 2G et 3G s'explique par la différence de modulation employée. En effet, en 2G, c'est la modulation GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*), qui est utilisée. Celle-ci a une grande efficacité spectrale, mais nécessite beaucoup de puissance : l'amplificateur va donc travailler dans sa zone saturée. Mais en 3G, la modulation est de type PSK (*Phase-Shift Keying*). Comme ces schémas de modulation n'ont pas une enveloppe constante, ils nécessitent plus de linéarité de la part de l'amplificateur, pour garantir une bonne efficacité spectrale. En effet, les non linéarités entraînent un transfert d'énergie de la bande de fonctionnement vers les bandes adjacentes (perturbation des canaux voisins). Le signal transmis (amplitude et phase), modulé par la porteuse, est alors dégradé et le démodulateur peut recevoir une donnée incorrecte. Le PA va donc fonctionner à puissance plus faible pour être dans sa zone linéaire [21, 22].

### 1.2.1.2. EXEMPLE DE L'IPHONE 4

Les circuits RF utilisés dans l'iPhone 4<sup>TM</sup> sont présentés en Figure 8 et permettent d'illustrer l'architecture décrite dans la partie précédente. A gauche de l'image se trouvent 2 amplificateurs de puissance 3G (en bleu et orange) vendus par TriQuint<sup>TM</sup>, et les 3 modules *front-end* de Skyworks<sup>TM</sup> : en rouge, nous distinguons le module *front-end* pour la 2G et 2,5G (GSM/GPRS) ; en vert, se trouve le FEM pour le W-CDMA et enfin en rose, nous pouvons voir le FEM servant pour les standards GSM/GPRS/EDGE. L'émetteur récepteur GSM/W-CDMA (Infineon<sup>TM</sup>) est situé à côté de ce dernier. Le processeur A4, à droite de l'image, a été conçu par Apple<sup>TM</sup> et est également utilisé dans d'autres produits de cette marque [23].

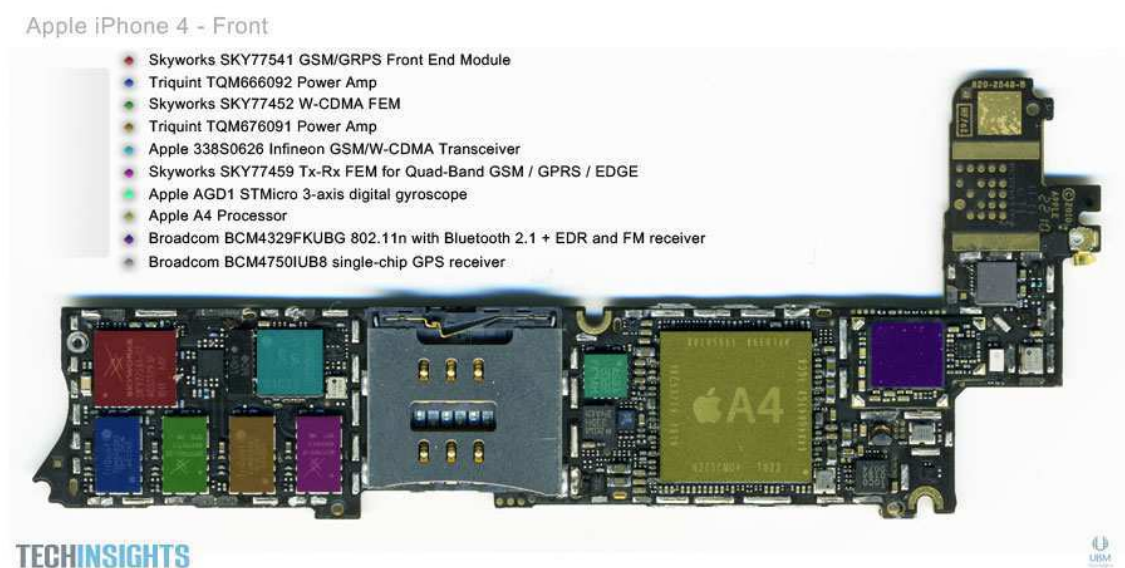


Figure 8 : Carte électronique de l'iPhone 4<sup>TM</sup> [24]



### 1.2.1.3. EXEMPLE DE L'IPAD 2 3G

Cette architecture n'est pas uniquement utilisée dans les smartphones 3G. En effet, de nombreux modèles de tablettes permettent de se connecter à Internet grâce aux réseaux cellulaires 3G. C'est le cas de l'iPad 2™ 3G (AT&T) d'Apple™, décrit en Figure 9. Le démontage de cette tablette permet de mettre en évidence les mêmes éléments que pour l'iPhone 4™. En jaune, nous retrouvons les différents modules de transmission (amplificateurs de puissance, module *front-end*) de Skyworks™ et TriQuint™. En vert, l'émetteur récepteur est le même que celui de l'iPhone4™ (338S00626 d'Infineon™).

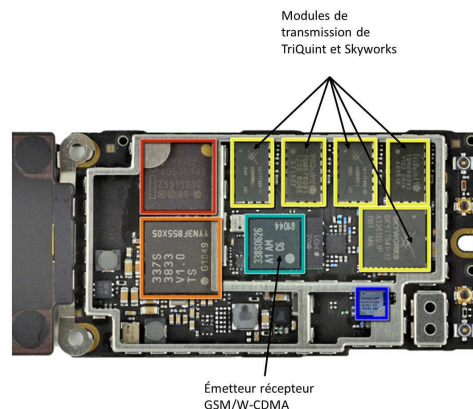


Figure 9 : Carte électronique de l'iPad 2™ 3G (version AT&T) [25]

## 1.2.2. CONTRAINTES ARCHITECTURALES INDUITES PAR LA 4G

Dans les parties précédentes, il a été établi qu'en 3G, chaque bande de fréquence nécessite un chemin RF dédié. L'introduction de la 4G et par conséquent de nouvelles bandes de fréquences laisse donc présager une modification de cette architecture.

### 1.2.2.1. NOUVELLE ARCHITECTURE D'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

Afin de réduire le nombre de PA, et donc le coût, la surface et le routage de la partie RF, une nouvelle architecture d'amplificateur a été proposée : il s'agit du *converged PA* (Figure 10). Ce dernier est constitué de deux amplificateurs de puissance, l'un couvre la bande basse, l'autre la bande haute. Ils sont accordables (ou agiles) en fréquence, selon le standard utilisé. Par exemple, en bande basse, il couvre la 2G/2,5G en GSM/EDGE et la 3G en bandes 5 et 8 de 824 à 915 MHz. Pour la bande haute, il s'agit de fonctionner en mode saturé pour la modulation GMSK (utilisée dans la norme GSM) et en mode linéaire pour le standard EDGE fonctionnant sur les bandes PCS/DCS, ainsi qu'en mode linéaire pour le W-CDMA/HSPA fonctionnant sur les bandes 1, 2 et 4 de 1,71 à 1,98 GHz. Cette nouvelle architecture permet de réduire le nombre de PA de 7 à 2 (quadribande GSM/EDGE et cinq bandes W-CDMA/HSPA). Avec l'utilisation de PA convergés, le coût total, la surface, la complexité du routage et le nombre de PA ont tous été diminués, même si le coût et le volume unitaire des deux PAs a augmenté et induit un routage plus complexe; un commutateur supplémentaire est également nécessaire. L'inconvénient majeur de cette approche est la dégradation des performances RF [26], car des compromis doivent être réalisés pour permettre le fonctionnement pour plusieurs standards (avec par exemple des puissances maximales à supporter différentes, conduisant à un dimensionnement guidé par le pire cas) et de plusieurs bandes de fréquences avec le même PA. Le *smartphone* Nokia N8 a été le premier à utiliser cette architecture de *converged PA*.

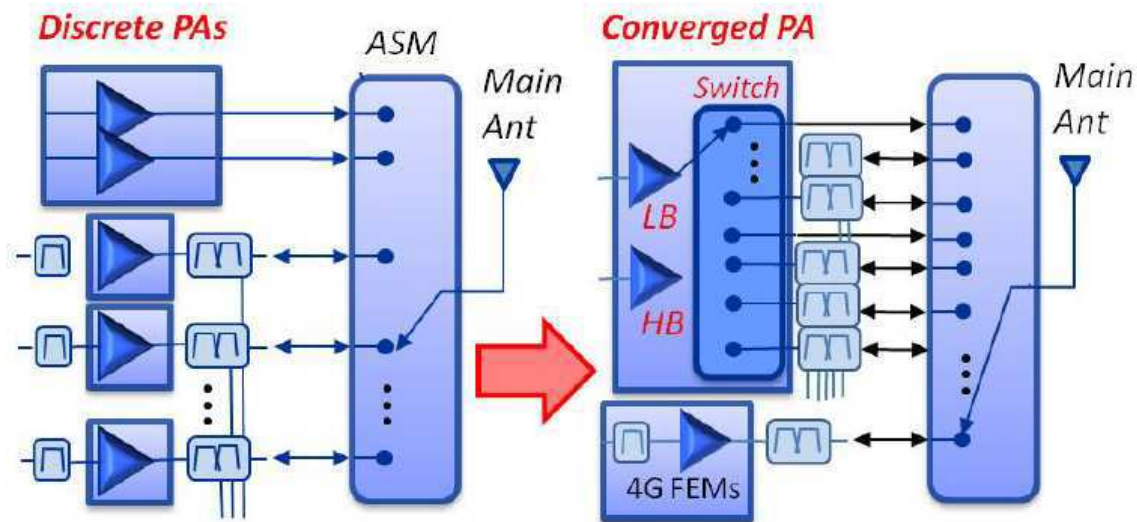


Figure 10 : Comparaison entre architectures « PA discrets » et « converged PA » [26]

#### 1.2.2.2. MODULE FILTRANT

Des modifications ont été réalisées sur la partie amplificatrice de puissance, mais des développements sont également en cours afin de modifier les duplexeurs. En effet, dans l'architecture classique, le nombre de duplexeurs augmente de manière comparable à celui des PAs (cf. Figure 11-a). Une approche similaire est donc envisagée et consiste à introduire une agilité au niveau des duplexeurs. Dans ce cas, nous aurions une architecture complètement convergée, décrite en Figure 11-b. Celle-ci aurait l'avantage de consommer moins de surface, de simplifier le routage et de diminuer le nombre d'entrées du commutateur d'antenne. Le développement de duplexeur-filtre accordable représente la prochaine étape d'intégration à franchir pour le développement d'un *chipset* RF universel pour la 4G. Ce développement est à l'heure actuelle en phase préliminaire de R&D (Recherche et Développement), car le bon compromis sélectivité-pertes d'insertion-réjection n'est pas aisé à atteindre [27, 28, 29].

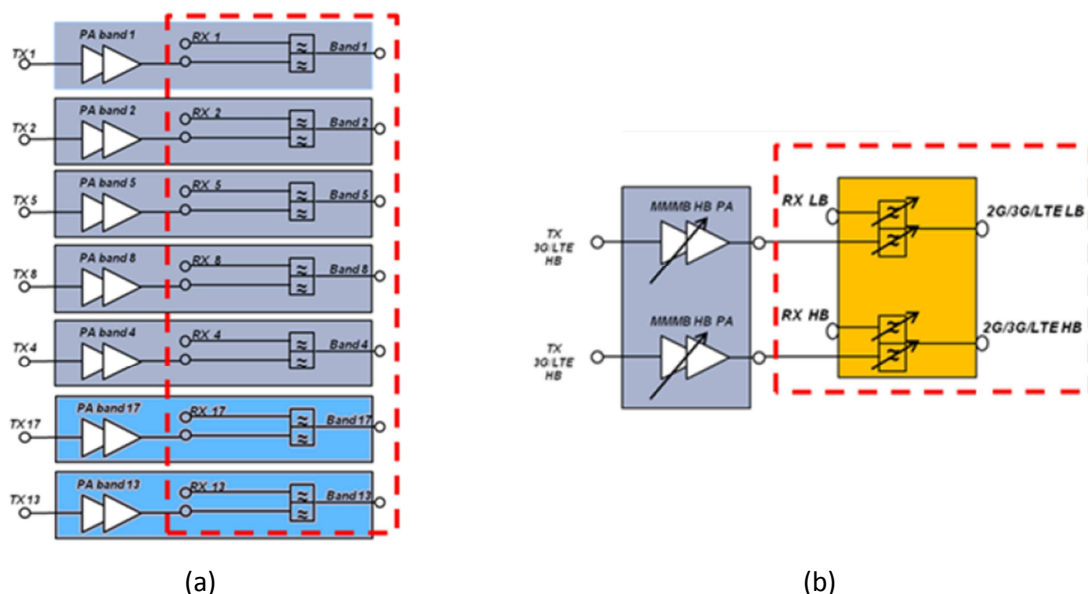


Figure 11 : Architecture (a) classique, (b) entièrement convergée [29]

### 1.2.2.3. EMETTEUR/RECEPTEUR 4G

Le nombre de bandes à couvrir pour la 4G entraîne également des modifications de la structure de l'émetteur-récepteur. La Figure 12 présente un modèle actuellement commercialisé d'émetteur-récepteur multimode multibande pour les standards 2G, 3G et 4G. [30] présente également d'autres architectures utilisées pour couvrir différents standards. Le modulateur TX comporte 8 sorties qui commandent directement les amplificateurs de puissance, et permettent de ne pas utiliser de filtres SAW (*Surface Acoustic Wave*) entre les différents étages TX. Le récepteur est composé de 14 entrées différentielles, dont 5 sur l'antenne de diversité et 9 sur l'antenne principale. Celles-ci permettent de supporter les standards LTE, W-CDMA, GSM/EDGE. Le *DigRF* réalise l'interface entre la puce traitant le signal en bande de base, et celle traitant la RF et est compatible 3G et 4G. Un bus de données SPI (*Serial Peripheral Interface*) auxiliaire est utilisé pour contrôler les amplificateurs de puissance, les convertisseurs DC-DC, les régulateurs et le *switch* d'antenne. Le module LGA (*Land Grid Array*, type de boîtier de circuit intégré utilisant des pastilles soudables collées au composant) de cet émetteur-récepteur complet mesure 6,5 mm x 9,0 mm x 0,9 mm.

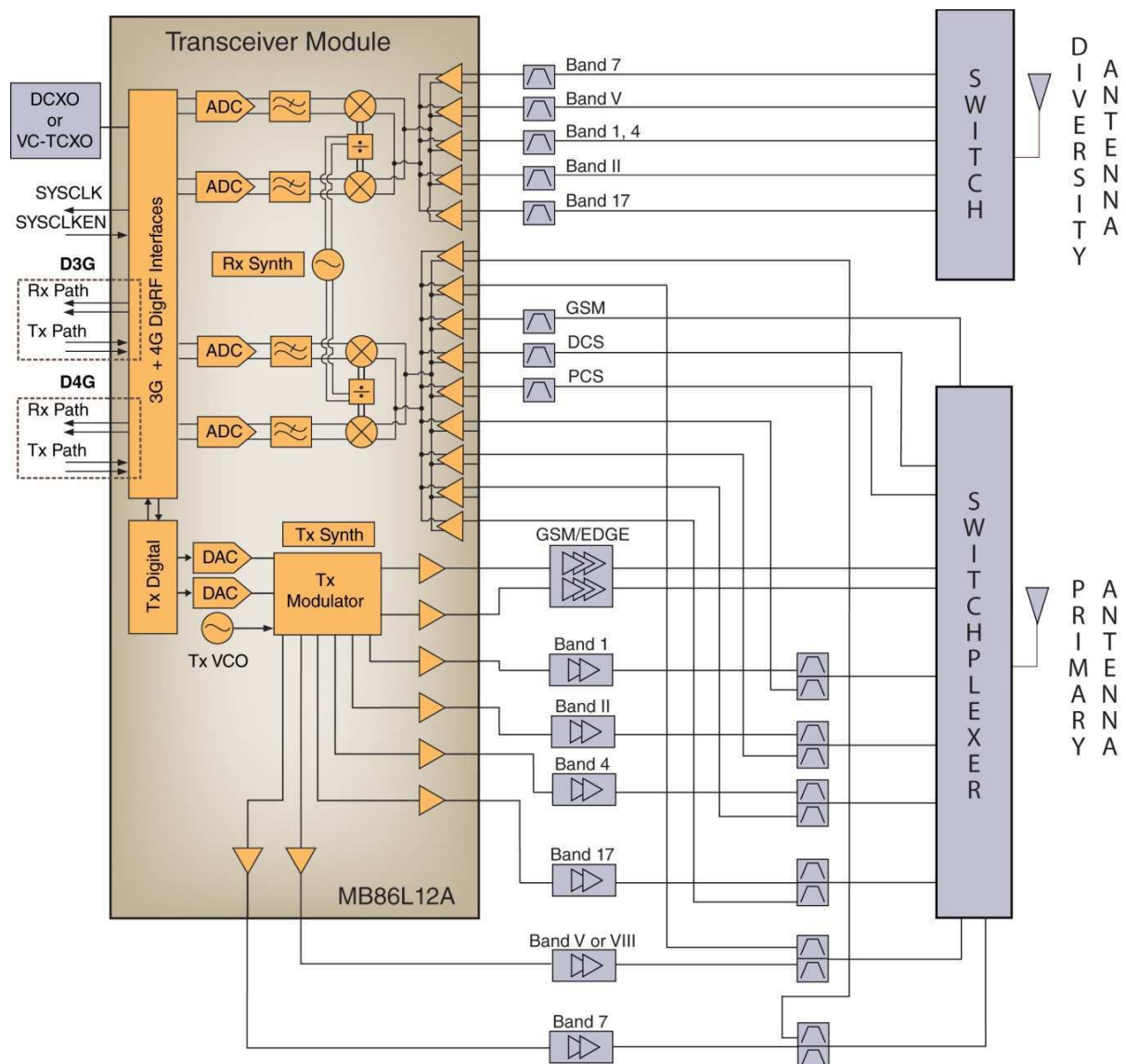


Figure 12 : Architecture de l'émetteur récepteur 4G MB86L12A [30]

### 1.3. EVALUATION DES PERFORMANCES DES TERMINAUX MOBILES

Afin de pouvoir évaluer les performances des terminaux mobiles contenant les circuits RF décrits précédemment et pour les comparer entre eux, il est nécessaire de définir les indicateurs ou métriques adaptés. Des tests dits actifs, c'est-à-dire permettant d'évaluer les performances de téléphones mobiles dans leur fonctionnement final, sont réalisés : ce sont les tests OTA (*Over The Air*). Ce sont ces tests au niveau système qui sont considérés par les fournisseurs de services. Ils ont été définis par la CTIA (*Cellular Telephone Industries Association*) aux Etats-Unis [31], et par le 3GPP/ETSI (*Third Generation Partnership Project/European Telecommunications Standards Institute*) en Europe [32] mais les standards définis par les deux institutions sont similaires.

#### 1.3.1. PERFORMANCES D'UN SYSTEME RAYONNANT

L'EIRP/PIRE (*Equivalent Isotropically Radiated Power / Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente*) et la TRP/PTR (*Total Radiated Power / Puissance Totale Rayonnée*) sont des paramètres utilisés pour évaluer les performances du système rayonnant en tant qu'émetteur, alors que la TIS/STI (*Total Isotropic Sensitivity / Sensibilité Totale Isotrope*) permet de déterminer ces dernières en réception. Ces trois mesures sont décrites dans les paragraphes suivants.

##### 1.3.1.1. PUISSANCE ISOTROPE RAYONNEE EQUIVALENTE

La Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente (appelée PIRE en français et EIRP en anglais) est le produit du gain de l'antenne émettrice dans une direction donnée par la puissance acceptée par l'antenne venant de l'émetteur connecté [33](cf. Équation 4). Elle dépend donc, comme le gain de l'antenne, de la direction considérée. Mais l'usage confond souvent l'EIRP et l'EIRP maximum.

$$EIRP_{dBm} = P_{in_{dBm}} + G(\theta, \varphi)_{dBi} \quad \text{Équation 4}$$

avec  $P_{in}$  puissance incidente en dBm et  $G(\theta, \varphi)$  le gain de l'antenne en dBi.

Les angles  $\theta$  et  $\varphi$  sont définis dans la Figure 13 suivante :

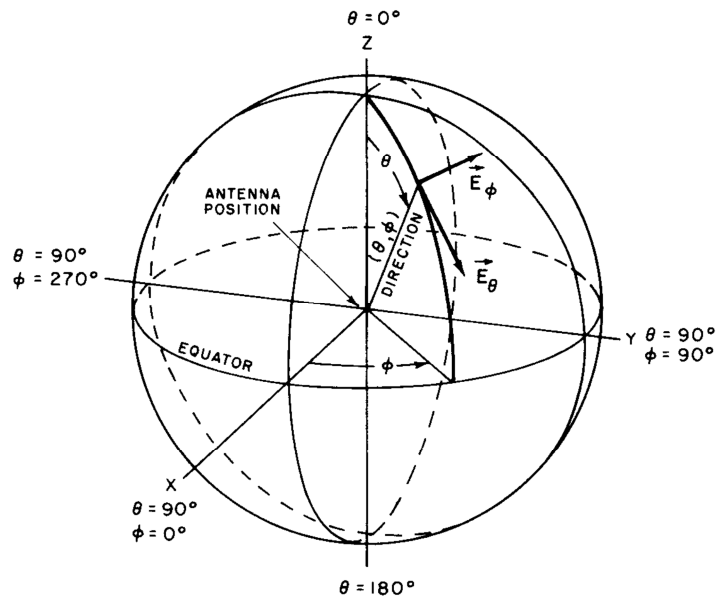


Figure 13 : Système de coordonnées usuellement utilisé pour la mesure d'antenne [34]

Nous pouvons également définir l'ERP/PER (*Effective Radiated Power*/Puissance Effective Rayonnée ou Puissance Equivalente Rayonnée). Elle se calcule comme l'EIRP, en prenant un dipôle demi-onde comme référence. Dans une direction donnée, elle est le produit du gain relatif d'une antenne émettrice, en considérant la directivité maximale d'un dipôle demi-onde, par la puissance acceptée par l'antenne de l'émetteur connecté [33]. L'ERP vaut ainsi 2,14 dB (valeur du gain du dipôle) de moins que l'EIRP. Elle est définie selon l'Équation 5. Selon la chambre de test utilisée, il est plus facile de calculer l'ERP (chambre 2D) ou l'EIRP (chambre 3D).

$$ERP = P_{in_{dBm}} + G(\theta, \varphi)_{dBi} - G_{dipole_{dBi}} = EIRP - 2,14$$

Équation 5

### 1.3.1.2. PUISSANCE TOTALE RAYONNEE

Cependant, à l'heure actuelle, le paramètre le plus utilisé n'est ni l'EIRP, ni l'ERP, mais la TRP/PTR (*Total Radiated Power* / Puissance Totale Rayonnée). En espace libre, celle-ci est la puissance électromagnétique active totale traversant une sphère de rayon R quelconque, contenant le téléphone mobile seul. Elle permet de caractériser la qualité de l'émission en champ lointain et est directement proportionnelle à l'efficacité de rayonnement du téléphone. Elle est égale à l'intégrale du flux du vecteur de Poynting à travers une surface fermée entourant l'antenne : c'est l'intégrale de l'EIRP sur cette surface, réalisée en pratique de manière discrète. La méthode proposée par la norme CITIA nécessite en effet la mesure de 264 points d'EIRP : tous les 15° pour l'angle d'élévation  $\theta$  (pour  $0 \leq \theta \leq 180^\circ$ ) et tous les 15° pour l'angle en azimut  $\phi$  (pour  $0 \leq \phi \leq 360^\circ$ ). La formule utilisée pour le calcul est ainsi la suivante [31] :

$$TRP \approx \frac{\pi}{2 \times N \times M} \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=0}^{M-1} [EIRP_{\theta}(\theta_i, \phi_j) + EIRP_{\phi}(\theta_i, \phi_j)] \times \sin(\theta_i)$$

Équation 6

$N$  est le nombre d'intervalles sur  $\theta$ ,  $M$  est le nombre d'intervalles sur  $\phi$ . La TRP s'exprime en dBm. Pour les tests en transmission,  $N = 12$  et  $M = 24$ .

Dans un test de TRP (Figure 14), un téléphone est installé sur une table tournante 3D. Un simulateur de station de base est connecté à une antenne de communication (appelée *link antenna* en anglais), qui est placée à côté du téléphone. L'émulateur de station de base a pour rôle de se connecter au terminal mobile et de le faire fonctionner à la puissance maximale de transmission. Un analyseur de spectre est chargé de mesurer la puissance émise par le téléphone. La puissance des champs correspondant aux polarisations verticales et horizontales est obtenue en commutant un SPDT (*Single Pole, Double Throw*). Dans ce système de mesure, la distance entre l'antenne de communication et le simulateur de station de base n'est pas importante du moment que la connexion est garantie pendant les tests.

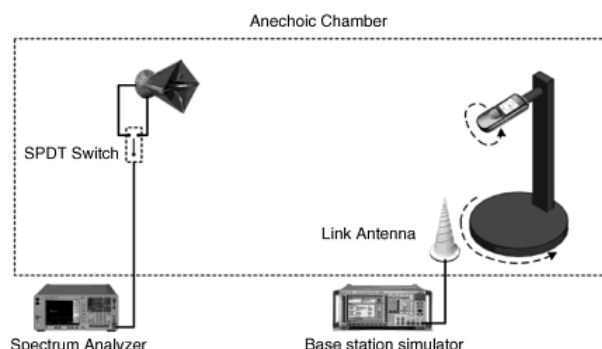


Figure 14 : Système de mesure de la TRP [1]

Les spécifications de TRP dépendent des opérateurs, des standards (GSM, W-CDMA,...), des bandes de fréquences, du contenu à transmettre (voix, données,...), des configurations (téléphone à clapet plié ou déplié, téléphone de type coulissant en position ouvert ou fermé, ...) et de la position (espace libre, prise en compte de l'utilisateur). Celles-ci sont fixées par la CTIA et sont en constante évolution.

Le 3GPP fixe également les valeurs minimales de TRP à respecter. Un exemple est donné en Figure 15 pour les bandes FDD. Ces chiffres permettent d'ores et déjà de mettre en évidence l'impact de l'antenne vis-à-vis de la puissance délivrée par les amplificateurs de puissances (puissance maximale de 33,5 ou 24,5 dBm selon les standards).

Operating band	Power Class 1	Power Class 2	Power Class 3		Power Class 3bis		Power Class 4	
	Power (dBm)	Power (dBm)	Power (dBm)		Power (dBm)		Power (dBm)	
			Average	Min	Average	Min	Average	Min
I	-	-	+15	+13	+15	+13	+13	+11
II	-	-	+15	+13	+15	+13	+13	+11
III	-	-	+15	+13	+15	+13	+13	+11
IV	-	-	+15	+13	+15	+13	+13	+11
V	-	-	+11	+9	+11	+9	+9	+7
VI	-	-	+11	+9	+11	+9	+9	+7
VII	-	-	+15	+13	+15	+13	+13	+11
VIII	-	-	+12	+10	+12	+10	+10	+8
IX	-	-	+15	+13	+15	+13	+13	+11
XIX	-	-	+11.5	+9.5	+11.5	+9.5	+9.5	+7.5

NOTE: Applicable for dual-mode GSM/UMTS.

Figure 15 : Valeurs minimales de TRP pour les bandes FDD en Europe en position conversation fixée par le 3GPP [32]

Les classes de puissance mentionnées dans la Figure 15 fixent les puissances maximales de sortie, comme le décrit le Tableau 5 suivant :

Classe de puissance	Puissance Maximale de sortie	Tolérance
1	33 dBm (2W)	+1 dB/-3 dB
2	27 dBm (0,5W)	+1 dB/-3 dB
3	24 dBm (0,25W)	+1 dB/-3 dB
4	21 dBm (0,125W)	±2 dB

Tableau 5 : Description des classes de puissances pour le FDD [35]

### 1.3.1.3. SENSIBILITE TOTALE ISOTROPE

Pour la réception, d'autres métriques sont utilisées. L'EIS/SEI (*Effective Isotropic Sensitivity* / Sensibilité Effective Isotrope) et la TIS/STI (*Total Isotropic Sensitivity* / Sensibilité Totale Isotrope) sont en réception ce que l'EIRP et la TRP sont en émission. L'EIS permet d'évaluer la sensibilité dans une



seule direction, en référençant les valeurs par rapport à un récepteur théorique isotrope. Pour la sensibilité, plus la valeur est faible, plus le récepteur est capable de détecter un signal de faible puissance. En intégrant cette valeur sur la sphère totale entourant le récepteur et en considérant également que le calcul est réalisé avec des mesures discrètes, la formule suivante de la TIS est obtenue [31] :

$$TIS \approx \frac{2 \times N \times M}{\pi \times \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=0}^{M-1} \left[ \frac{1}{EIS_{\theta}(\theta_i, \phi_j)} + \frac{1}{EIS_{\phi}(\theta_i, \phi_j)} \right]} \times \sin(\theta_i) \quad \text{Équation 7}$$

$N$  est le nombre d'intervalles sur  $\theta$ ,  $M$  est le nombre d'intervalles sur  $\phi$ . La TIS s'exprime très généralement en dBm. Pour les tests de réception, la CTIA a défini un pas angulaire de  $30^\circ$  :  $N = 6$  et  $M = 12$ . Ce pas est supérieur (donc moins précis) à celui de la TRP, car la mesure unitaire est plus longue à réaliser : ici, seuls 60 points sont donc mesurés.

La Figure 16 présente un système de mesure de TIS. Comme pour la TRP, le téléphone est placé sur une table tournante 3D. Un émulateur de station de base est relié à une antenne à double polarisation, qui a le rôle de l'émetteur et à l'antenne de communication, qui est en mode réception, tout comme le téléphone. La polarisation est commutée comme pour la TRP via un SPDT (*Single Pole Double Throw*). Le simulateur de station de base envoie des trames, et le taux d'erreur de trame (FER c'est-à-dire *Frame Error Rate*) est calculé. Lorsque celui-ci est supérieur à 0,5 %, la sensibilité du récepteur est atteinte. En général, les tests commencent 30 dB au-dessus de la sensibilité présumée et l'émulateur de station de base diminue sa puissance de manière graduelle. Dans ce système de mesure, la distance entre l'antenne de communication et le simulateur de station de base n'est pas importante du moment que la connexion est garantie pendant les tests.

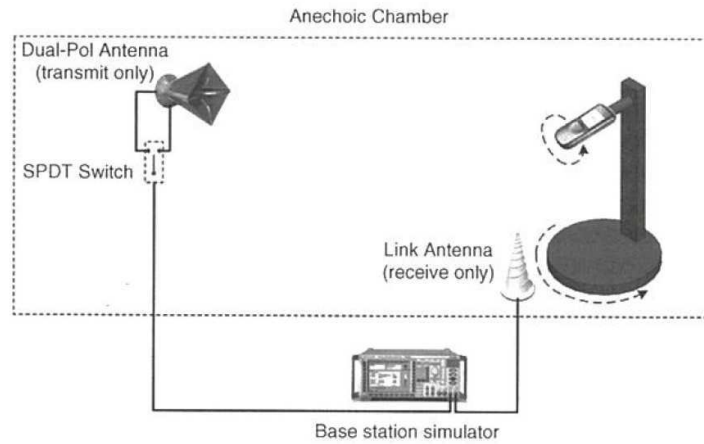


Figure 16 : Système de mesure de la TIS [1]

Les métriques décrites ici permettent d'évaluer les performances du terminal mobile en tant qu'émetteur ou récepteur en espace libre. Cependant, ce cas n'apparaît jamais en réalité : en effet, l'utilisateur est souvent à proximité du téléphone et les performances de ce dernier dépendent de manière générale de son environnement immédiat. Il est donc nécessaire de réaliser également ces mesures en prenant en compte l'effet de l'utilisateur.

### 1.3.2. EVALUATION DE L'IMPACT DE L'UTILISATEUR

L'utilisateur peut modifier les performances du téléphone avec deux éléments majeurs : la tête et la main. Le placement de ces dernières dépend de chaque utilisateur, et la mise en place d'une norme pour mesurer tous les téléphones dans les mêmes conditions a été nécessaire pour les comparaisons. Cette norme est d'ailleurs en constante évolution. La CTIA a décrit l'ensemble des configurations à tester avant la mise sur le marché des téléphones.

Pour cela, un modèle de tête de l'utilisateur, appelé fantôme de type SAM (*Specific Anthropomorphic Mannequin*) a été défini par le *IEEE Standards Coordinating Comitee 34* [36]. Il est basé sur des études statistiques menées par l'armée américaine concernant la dimension des têtes d'hommes adultes [31]. Le fantôme SAM est composé d'une coque creuse, qui est remplie de liquide, simulant les propriétés des tissus humains dans la tête. La coque a une permittivité diélectrique faible ( $\epsilon_r < 5,0$ ), de faibles pertes ( $\tan \delta < 0,05$ ), et son épaisseur est  $2,0 \pm 0,2$  mm. Le liquide est homogène et est composé principalement d'eau et de sucre. Son comportement varie en fréquence, comme le montre le Tableau 6. Le standard initial a défini un liquide équivalent aux tissus humains, mais depuis, certains fabricants [37] ont proposés des fantômes à l'intérieur desquels se trouve un diélectrique solide large bande ayant les mêmes propriétés que le liquide défini en [36].

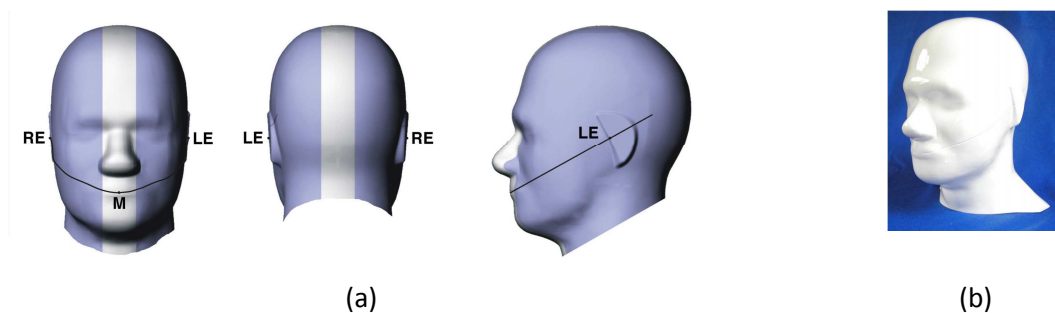


Figure 17 : Fantôme SAM (a) définitions CTIA [31], (b) modèle commercial [38]

Fréquence (MHz)	$\epsilon_r$	$\sigma$ (S/m)
300	45,3	0,87
450	43,5	0,87
835	41,5	0,9
900	41,5	0,97
1450	40,5	1,20
1800	40	1,40
1900	40	1,40
1950	40	1,40
2000	40	1,40
2100	39,8	1,49
2450	39,2	1,80
3000	38,5	2,40
4000	37,4	3,43
5000	36,2	4,45
5200	36	4,65
5400	35,8	4,86
5600	35,5	5,06
5800	35,4	5,27
6000	35,1	5,48

Tableau 6 : Caractéristiques électriques fréquentielles pour la tête homogène [31]



Afin de prendre en compte l'effet de l'utilisateur, quatre positions du téléphone mobile par rapport à la tête du SAM ont été définies dans le standard IEEE.

La Figure 18 montre la position *Touch*, aussi appelée *Cheek*, dans laquelle le téléphone est en contact avec la joue de l'utilisateur. La ligne verticale du téléphone doit être parallèle à la ligne définie en Figure 17-a où elle traverse l'oreille gauche (position LE sur la Figure 17) de l'utilisateur. De plus, le milieu du haut-parleur doit être centré sur l'oreille. La position *Cheek* est illustrée ici dans le cas de l'oreille gauche, mais est également définie symétriquement pour le côté droit.

La deuxième position est dite *Tilt* : dans ce cas, le mobile est incliné de  $15^\circ$  par rapport à la position précédente, rompant ainsi le contact avec la joue, mais pas celui avec l'oreille (Figure 19). Cela correspond à un éloignement de la bouche de l'utilisateur. En considérant les deux positions *Tilt* et *Cheek*, et les deux côtés, quatre combinaisons sont ainsi obtenues.

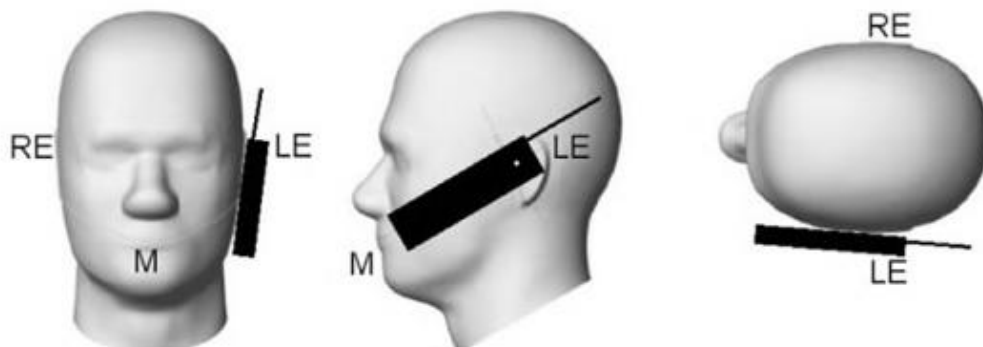


Figure 18 : Configuration *Touch* ou *Cheek* [39]

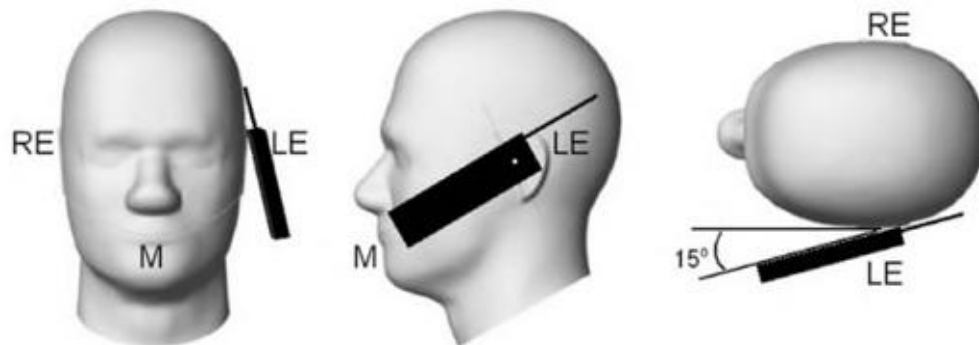


Figure 19 : Configuration *Tilt* [39]

Ces configurations sont utilisées dans la procédure de mesure, mais sont malheureusement non réalistes. En effet, si le téléphone se trouve dans l'une des positions décrites précédemment, la présence de la main est indispensable. La CTIA a donc ajouté des fantômes de main afin d'évaluer de manière plus exacte l'impact de l'utilisateur. Il existe deux modes de fonctionnement : *Talk mode* fait référence à la configuration d'appel classique où le téléphone est proche de la tête et la main ; *Data Mode* traite le cas où l'utilisateur transfère des données autres que la voix (jeux en ligne, navigation internet, SMS, ...) et dans ce cas, seule la main de l'utilisateur est à proximité du téléphone.

Mais, la question du positionnement de la main de l'utilisateur est un problème plus ardu à prendre en compte que celui de la tête. En effet, chaque utilisateur a une préhension du téléphone différente et cela pour les modes conversation (position des doigts différente selon le téléphone,

main plus ou moins collée au terminal,...) ou données (utilisation d'une ou plusieurs mains, orientation du téléphone en portrait ou paysage,...).

Afin de pouvoir comparer les téléphones entre eux, quatre modèles de main ont été définis par la CTIA. Il s'agit des mains dites *Monoblock* et *Grip*, pour des téléphones étroits en mode conversation, de la main *Narrow Data Grip*, pour des téléphones étroits en mode données, et enfin de la main *PDA* pour les téléphones plus larges (cf. Figure 20). Les différences majeures entre ces quatre fantômes sont détaillées dans la Figure 21. Cependant, il faut noter qu'avec l'apparition de téléphones de plus grandes dimensions ou d'utilisations non prises en compte dans la norme, la CTIA va probablement ajouter de nouveaux cas plus adaptés aux nouvelles utilisations.

Nous pouvons aussi noter que les tests de communications sont réalisés en prenant en compte les différentes configurations mentionnées dans cette partie, ce qui augmente le nombre de cas à mesurer.

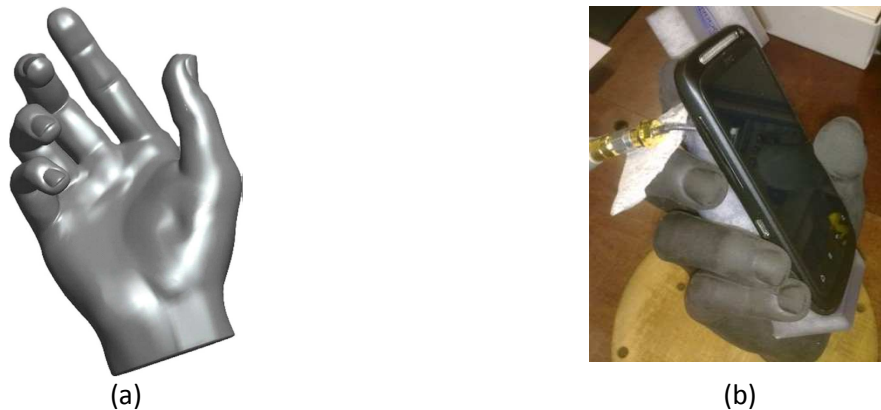


Figure 20 : Exemple de la main PDA (a) modèle décrit par la CTIA [31], (b) fantôme utilisé en mesure

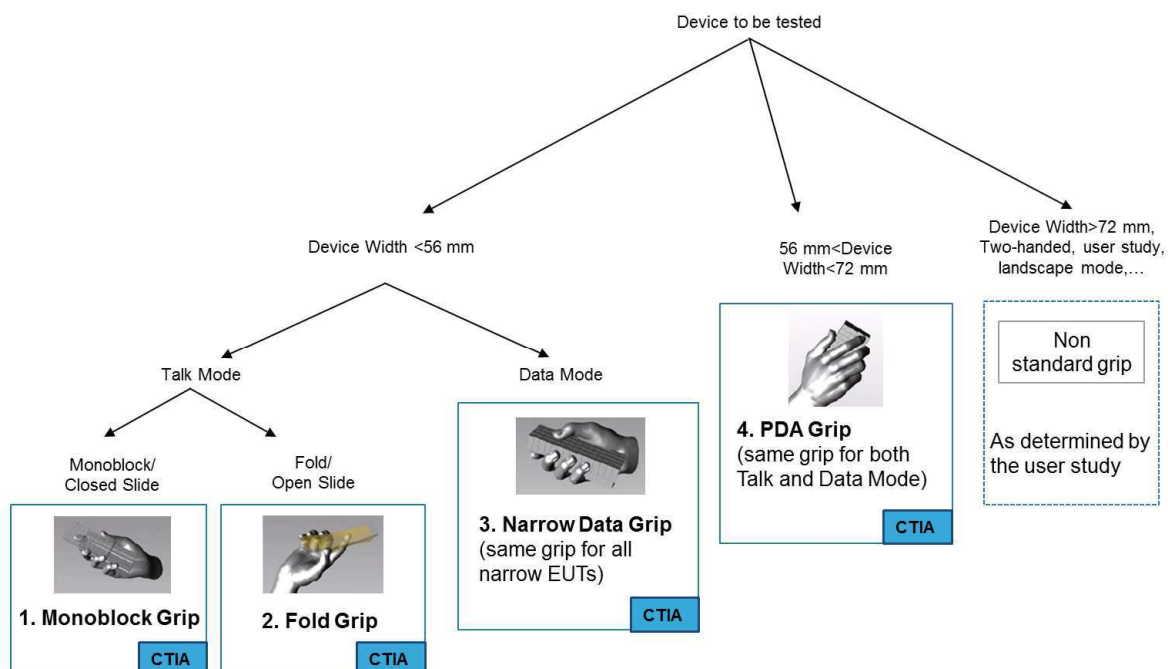


Figure 21 : Différents fantômes de main [31]

### 1.3.3. DEBIT D'ABSORPTION SPECIFIQUE

La question duale de l'impact utilisateur sur l'antenne est celle de l'effet de l'élément rayonnant sur la santé de la personne utilisant le terminal mobile. Bien qu'aucune étude ne prouve pour instant le risque engendré par l'utilisation de terminaux mobiles, des recommandations internationales [40, 41] ont fixé la quantité de puissance électromagnétique dissipée dans le corps humain. Pour cela, une mesure a été définie. Il s'agit du DAS/SAR (Débit d'Absorption Spécifique / *Specific Absorption Rate*).

Le DAS local est la densité de puissance électromagnétique absorbée par unité de masse de tissus biologiques (il s'exprime en W/kg) et il est défini selon l'Équation 8 :

$$DAS = \frac{\sigma |E|^2}{2\rho} \quad \text{Équation 8}$$

Où  $\sigma$  est la conductivité du tissu biologique considéré (S/m),  $E$  la valeur du champ électrique dans le tissu (V/m), et  $\rho$  la densité de masse (kg/m<sup>3</sup>).

Le DAS est mesuré grâce à un fantôme homogène. Selon la norme utilisée, les résultats sont moyennés sur un volume cubique de 1 g (Etats-Unis, Équation 9) ou 10 g (Europe, Équation 10), pour la gamme de fréquence 100 kHz - 6 GHz. La valeur du DAS moyennée sur l'ensemble du corps humain doit être inférieure à 0,08 W/kg [41].

$$\langle DAS \rangle_{1g} \leq 1,6 \text{ W/kg} \quad \text{Équation 9}$$

$$\langle DAS \rangle_{10g} \leq 2 \text{ W/kg} \quad \text{Équation 10}$$

## 1.4. CONCLUSION

Ce premier chapitre a permis de décrire l'évolution des standards de communications, de la 2G à la 4G, permettant de rendre les terminaux compatibles dans tous les pays du monde et de transmettre toujours plus d'informations de tous formats (voix, données) le plus vite possible. Certains défis à relever dans le cadre de la 4G ont également été mis en évidence : bandes de fréquences plus nombreuses et plus larges, nouveaux types de duplexages, recours à l'agrégation de porteuses et aux techniques MIMO pour augmenter le débit...

Les modifications de l'architecture du module *front-end* que ces challenges entraînent sont nombreux : les modules d'amplification de puissance et bientôt ceux de filtrage deviennent accordables et se complexifient, tout comme l'émetteur récepteur global.

La dernière partie était consacrée à la mesure des performances des terminaux mobiles, en mode émetteur (EIRP, TRP) ou récepteur (TIS). Ces mesures étant d'abord réalisées en espace libre, l'intérêt de prendre en compte également l'impact de l'utilisateur a été détaillé. L'ensemble des positions normatives concernant le fantôme de tête SAM, et les différents fantômes de main ont été décrits. Les difficultés associées à cette modélisation ont également été abordées.

L'impact de l'utilisateur n'est pas négligeable dans un téléphone mobile, car l'un des composants de la chaîne RF est particulièrement sensible à son environnement proche. Il s'agit d'un élément clé de la partie RF que nous examinons en détail dans le chapitre suivant : l'antenne. Celui-ci permettra également de définir les axes de recherches développés pendant la thèse.

## REFERENCES DU CHAPITRE 1

- [1] Z. Zhang, *Antenna Design for mobile devices*, John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2011.
- [2] D. Sanchez-Hernandez, *Multiband Integrated Antennas for 4G Terminals*, Artech House Inc., 2008.
- [3] J. Korhonen, *Introduction to 3G Mobile Communications*, Artech House Inc., 2001.
- [4] [http://fr.wikipedia.org/wiki/Universal\\_Mobile\\_Telecommunications\\_System](http://fr.wikipedia.org/wiki/Universal_Mobile_Telecommunications_System).
- [5] <http://icawww.epfl.ch/hubaux/SlidesWinter0405/2.6-GPRS-EDGE-14.12.04.pdf>.
- [6] [http://en.wikipedia.org/wiki/General\\_Packet\\_Radio\\_Service](http://en.wikipedia.org/wiki/General_Packet_Radio_Service).
- [7] S. Kasera et N. Narang, *3G Mobile Networks*, McGraw-Hill Professional Engineering, 2004.
- [8] V. Vintola, *OEM perspectives for Multi-Mode solutions*, IEEE MTT-S Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC), Workshop on Multi-Mode Front-End Design Challenges and Techniques, Mai 2010.
- [9] <http://www.itu.int/pub/R-REC/fr>.
- [10] <http://www.ntra.gov.eg/presentations/WIMAX%20Spectrum.pdf>.
- [11] <http://www.3gpp.org/Carrier-Aggregation-explained>.
- [12] <http://www.radio-electronics.com/info/cellulartelecomms/lte-long-term-evolution/4g-lte-advanced-carrier-channel-aggregation.php>.
- [13] 4. America, *The benefits of Digital Dividend*, White paper from 4G Americas, Septembre 2012.
- [14] P. Ikonen, J. Ellä, E. Schmidhammer, P. Tikka, P. Ramachandran et P. Annamaa, *Multi-feed RF front-ends and cellular antennas for next generations smartphones*, [http://www.pulseelectronics.com/download/3755/indie\\_technical\\_article](http://www.pulseelectronics.com/download/3755/indie_technical_article).
- [15] [http://www.radio-electronics.com/info/cellulartelecomms/cellular\\_concepts/tdd-fdd-time-frequency-division-duplex.php](http://www.radio-electronics.com/info/cellulartelecomms/cellular_concepts/tdd-fdd-time-frequency-division-duplex.php).
- [16] J. D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, 2nd Edition, Wiley, 2000.
- [17] S. C. K. Ko et R. D. Murch, *Compact Integrated Diversity Antenna for Wireless Communications*, vol. 49, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Juin 2001.
- [18] L. Jofre, M. Martinez-Vasquez, R. Serrano et G. Roqueta, *Handbook on Small Antennas*, EurAAP, 2012.

- [19] S. Blanch, J. Romeu et J. Corbella, *Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description*, vol. 39, Electronics Letters, Mai 2003, pp. 705-707.
- [20] <http://www.triquint.com/products/block-diagrams/mobile-devices/3g-block-diagram-new.cfm>.
- [21] [http://en.wikipedia.org/wiki/Minimum-shift\\_keying#Gaussian\\_minimum-shift\\_keying](http://en.wikipedia.org/wiki/Minimum-shift_keying#Gaussian_minimum-shift_keying).
- [22] <http://mobiledevdesign.com/images/archive/0402Bezooijen20.pdf>.
- [23] F. Giansello, *Analog and RF Requirements for Advanced CMOS Nodes: The SOI Perspective*, SOI Conference 17th Annual Short Course, 3 Octobre 2011.
- [24] <http://www.techinsights.com/reports-and-subscriptions/investigative-analysis/apple-iphone-4/teardown/>.
- [25] <http://www.ifixit.com/>.
- [26] N. Cheng et J. P. Young, *Challenges and Requirements of Multimode Multiband Power Amplifiers for Mobile Applications*, 2011 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS), 16-19 Octobre 2011.
- [27] <http://free-doc-lib.com/book/rf-filters-pas-antenna-switches-tunability-for-cellular-1.pdf>.
- [28] J. De Luis, A. Morris, Q. Gu et F. De Flaviis, *A tunable asymmetric notch filter using RF MEMS*, 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), Mai 2010.
- [29] J. C. Ricard, *Rapport de stage de fin d'étude : étude de faisabilité d'un duplexeur agile en fréquence pour la téléphonie 4G*, STMicroelectronics, 2012.
- [30] <http://www.fujitsu.com/us/semiconductors/semi-wireless/products/>.
- [31] CTIA, *Test Plan for Wireless Device Over the Air Performances*, [http://files.ctia.org/pdf/CTIA\\_OTATestPlan\\_Rev\\_3.2.pdf](http://files.ctia.org/pdf/CTIA_OTATestPlan_Rev_3.2.pdf), Novembre 2012.
- [32] 3GPP, *3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; User Equipment (UE) / Mobile Station (MS) Over The Air (OTA) antenna performance; Conformance testing (Release 11)*, Décembre 2012.
- [33] IEEE, *IEEE Std 145-1983 : IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc 345 East 47th Street, New York, NY 10017, USA, Juin 1983.
- [34] IEEE, *IEEE Standard Test Procedures for Antennas*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, Août 1980.
- [35] Siemens, *UE maximum output power and UE power classes (TDD)*, 29 Juillet 1999.

- [36] IEEE, *1528-2003 - IEEE Recommended Practice for Determining the Peak Spatial-Average Specific Absorption Rate (SAR) in the Human Head from Wireless Communications Devices: Measurement Techniques*, IEEE, 2003.
- [37] <http://www.speag.com/>.
- [38] <http://www.indexsar.com/ctia-sam-phantom.html>.
- [39] K. Fujimoto, *Mobile Antenna Systems Handbook*, Artech House, 2008.
- [40] ICNIRP, *Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)*, vol. 74, Health Physics, Avril 1998, pp. 494-522.
- [41] IEEE, *IEEE standard for safety levels with respect to human exposure to radio frequency electromagnetic fields, 3 kHz to 300 GHz*, New York: IEEE, Avril 1999.



# **Chapitre 2 : Un élément clé dans les terminaux mobiles : l'antenne**



Chapitre 2 : Un élément clé dans les terminaux mobiles : l'antenne .....	41
2.1. Définition d'une antenne .....	43
2.1.1. Antennes électriquement petites .....	43
2.1.2. Régions de champs de l'antenne .....	44
2.2. Caractérisation expérimentale d'une antenne .....	45
2.2.1. Mesure en champ lointain .....	45
2.2.2. Mesure en champ proche .....	46
2.2.3. Chambre réverbérante.....	47
2.3. Etat de l'art des antennes utilisées dans les terminaux mobiles .....	48
2.3.1. Types d'appareils utilisés.....	48
2.3.2. Types d'antennes utilisées pour les téléphones mobiles.....	50
2.3.2.1. Antennes externes .....	50
2.3.2.2. Antennes internes .....	51
2.3.3. Technologies utilisées .....	53
2.3.4. Antennes de téléphones commerciaux actuels .....	55
2.3.4.1. Exemples d'antennes commerciales.....	55
2.3.4.2. Performances d'antennes commerciales.....	57
2.4. Conclusion .....	60
Références du chapitre 2 .....	61

Dans le chapitre précédent, l'architecture et les dispositifs constituant la chaîne RF ont été présentés dans le contexte des terminaux mobiles. A l'extrémité de celle-ci, l'antenne est le dispositif particulier qui constitue l'interface avec l'environnement de propagation. La mesure des performances d'un terminal mobile a également été détaillée dans le Chapitre 1. Tous les éléments de l'émetteur récepteur RF influencent bien sûr ses performances, mais l'antenne a une importance capitale. Au fil des années, la conception des antennes dans les téléphones mobiles est devenue de plus en plus sophistiquée. Celles-ci doivent fonctionner dans un nombre de bandes de fréquence en constante augmentation et ce dans un volume contraint, suivant les formes des téléphones qui dépendent essentiellement des préférences des acheteurs, c'est-à-dire de la mode.

Ce chapitre pose les définitions et présente les caractéristiques et paramètres associés aux antennes, puis il décrit les moyens utilisés pour leur caractérisation expérimentale. Une dernière partie traite de l'état de l'art des antennes implémentées dans les terminaux mobiles.

### 2.1. DEFINITION D'UNE ANTENNE

Située à l'interface entre la chaîne des circuits de traitement et l'environnement de propagation, l'antenne est le dispositif qui permet de coupler les ondes de part et d'autre. Réciproquement, elle capte ou émet les signaux électromagnétiques de ou allant vers l'environnement, en privilégiant ou non certaines directions, pour les guider vers ou les extraire des circuits de traitement. Elle adapte ainsi les caractéristiques d'une onde électromagnétique entre un guide et un milieu de propagation ouvert (et réciproquement). Les parties suivantes rappellent les définitions utilisées couramment par les concepteurs d'antennes et qui seront utilisées dans le reste du manuscrit. Nous ne présenterons pas ici les définitions les plus fondamentales et usuelles concernant le gain, les diagrammes de rayonnement, l'impédance d'entrée, la bande passante, la polarisation, etc. Elles seront reportées en Annexe A pour alléger la lecture.

#### 2.1.1. ANTENNES ELECTRIQUEMENT PETITES

La taille d'une antenne vis-à-vis de sa fréquence de fonctionnement est un paramètre fondamental, qui fixe des limites théoriques sur certaines caractéristiques de l'antenne. La notion de taille électrique a donc été définie pour déterminer les antennes considérées comme électriquement petites.

Si nous étudions une antenne intégrée sur un grand plan de masse (cf. Figure 1), c'est-à-dire dont les bordures sont suffisamment éloignées de l'antenne pour ne pas affecter le rayonnement de façon significative par rapport à un plan infini, elle est considérée comme électriquement petite si l'Équation 1 est vérifiée :

$$ka < 1 \quad \text{Équation 1}$$

Avec le nombre d'onde  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  et  $a$  le rayon d'une sphère imaginaire englobant l'antenne [1].

Nous noterons que si le plan de masse est petit (distance entre les bords et l'antenne inférieure à quelques longueurs d'onde), il sera pris en compte dans le rayon  $a$ .

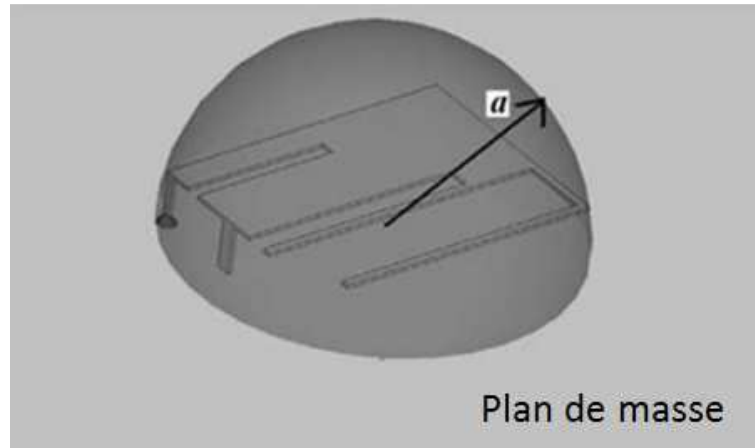


Figure 1 : Sphère de rayon  $ka$  pour une antenne située sur un grand plan de masse [2]

La première définition d'une antenne électriquement petite est proposée par H. A. Wheeler, en 1947. Elle a depuis été modifiée par S. Best, qui fixe la limite à  $ka < 0,5$  [3]. Dans le cas d'un téléphone 4G, dont la plus petite fréquence de fonctionnement est 698 MHz et dont le rayon de la sphère englobant le plan de masse et l'antenne vaut 48 mm (dimension typique d'un *smartphone*),  $ka$  vaut 0,7. Selon Wheeler, cette antenne est donc électriquement petite. Cela implique notamment des limitations sur le facteur de qualité  $Q$ . La limite basse de  $Q$ , qui apparaît à l'égalité des deux membres de l'Équation 2, a été définie par Chu en [4], pour une antenne sans pertes et à polarisation linéaire. D'après les définitions des paramètres principaux des antennes rappelées en Annexe A, cela impacte également la bande passante, qui est limitée pour les antennes électriquement petites.

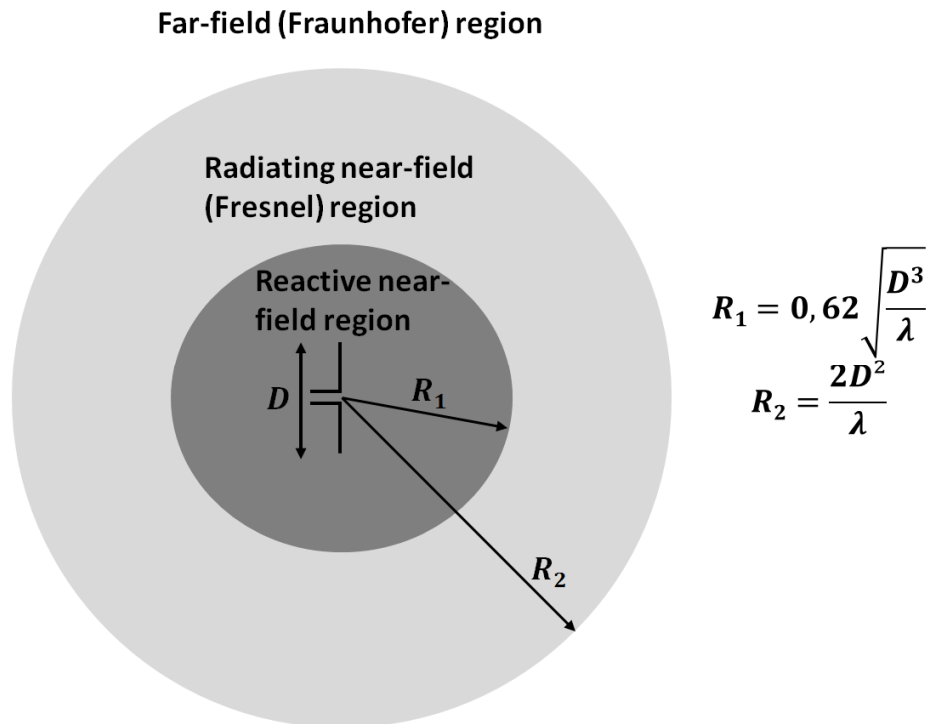
$$Q > \frac{1}{k^3 a^3} + \frac{1}{ka} \quad \text{Équation 2}$$

Pour une antenne électriquement petite, il est donc nécessaire de réaliser un compromis entre la bande passante, le facteur de qualité et la taille de l'antenne.

### 2.1.2. REGIONS DE CHAMPS DE L'ANTENNE

L'espace autour de l'antenne de plus grande longueur  $D$  (cf. Figure 2), peut être divisé en 3 zones (en nommant  $R$  la distance à la source) :

- Champ proche réactif, pour  $R < 0,62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$  : c'est la zone de Rayleigh où la densité de puissance est quasi constante selon  $R$ ,
- Champ proche actif rayonnant, pour  $0,62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} < R < \frac{2D^2}{\lambda}$  : c'est la zone de Fresnel, où la densité de puissance est fluctuante selon  $R$ ,
- Champ lointain, pour  $R > \frac{2D^2}{\lambda}$  : c'est la zone de Fraunhofer, où la densité de puissance décroît en  $\frac{1}{R^2}$ .



**Figure 2 : Description des différentes zones de champs [5]**

Maintenant que les trois zones de champs ont été décrites, intéressons-nous à la caractérisation expérimentale des antennes. Il existe pour cela divers outils qui sont à utiliser selon les régions de champs concernées. Les trois alternatives principales sont détaillées dans la partie suivante.

## 2.2. CARACTERISATION EXPERIMENTALE D'UNE ANTENNE

Le meilleur environnement de mesure des performances d'une antenne serait l'espace libre, vide de sources parasites. Mais il est impossible d'obtenir ce dernier en pratique, puisque l'environnement immédiat de l'antenne a un impact non nul sur l'élément rayonnant. Différents moyens de mesure ont été créés pour caractériser les antennes. Ceux-ci permettent de reproduire les conditions de l'espace libre, ou au contraire celles d'un environnement multi-trajets. Trois types de systèmes de mesure utilisés pour la caractérisation d'antennes de téléphones mobiles (et de téléphones complets) sont décrits dans cette partie. Celles-ci peuvent être réalisées dans le cas d'un téléphone mobile seul ou chargé par la tête et/ou la main de l'utilisateur.

### 2.2.1. MESURE EN CHAMP LOINTAIN

Une chambre anéchoïque crée un environnement de mesure isolé de l'extérieur grâce à son blindage métallique. L'intérieur de la chambre est entièrement recouvert de matériaux absorbants (Figure 3), ce qui a pour effet d'atténuer les réflexions des ondes et les phénomènes multi-trajets en provenance des parois.

Les absorbants sont réalisés à partir d'une matrice en mousse. Celle-ci est donc chargée avec du carbone ou un matériau conducteur approprié, éventuellement mélangés, pour obtenir l'atténuation désirée (par exemple -40 dB [5]). La plupart du temps, les absorbeurs ont également

une forme caractéristique pyramidale. Comme le montre la Figure 4, lorsque l'onde entre en contact avec l'interface air-absorbant, la plupart de l'énergie va être emprisonnée entre deux pics d'absorbants. La hauteur des pyramides dépend de la longueur d'onde à laquelle les antennes doivent être mesurées, dimensionnée à  $\frac{\lambda}{4}$  de la fréquence minimale d'utilisation.

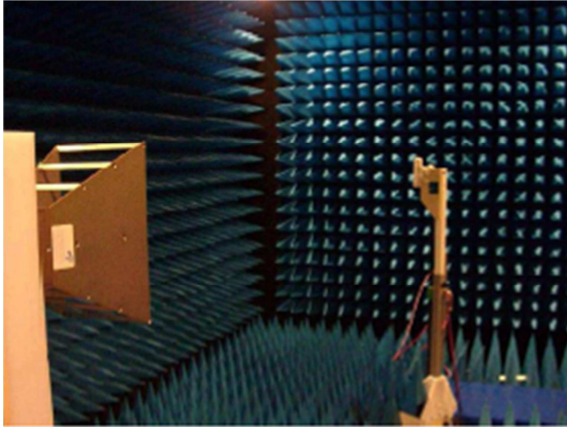


Figure 3: Vue intérieure d'une chambre anéchoïque [6]

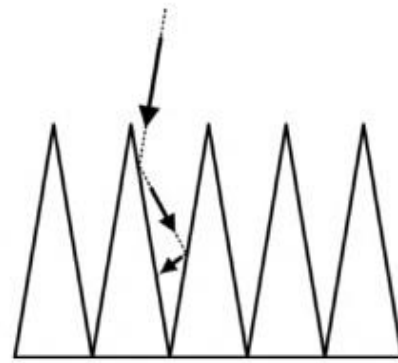


Figure 4 : Effet sur l'onde incidente de la forme pyramidale de l'absorbant [7]

La chambre simule donc une propagation en espace libre avec une atténuation donnée sur les parois. Dans la plupart des chambres, le cornet émetteur et le dispositif à tester sont placés dans la direction de la plus grande dimension de la chambre. Celle-ci permet alors la mesure des caractéristiques en champ lointain [7].

Une chambre anéchoïque permet ainsi de mesurer le diagramme de rayonnement, le gain réalisé et la directivité. Le gain réalisé est en effet égal à la PIRE dans la direction considérée divisée par la puissance acceptée par l'antenne. Quant à la directivité, elle est déduite de la comparaison du gain de l'antenne adaptée sous test par rapport à celui de l'antenne utilisée en calibration (qui est défini par rapport à une antenne isotrope). Les caractéristiques électriques mentionnées ici sont rappelées en annexe A.

### 2.2.2. MESURE EN CHAMP PROCHE

Il est également possible de réaliser une mesure en champ proche (zone de Fresnel). C'est la méthode utilisée par le système StarLab développé par Satimo. « La StarLab » est un système compact, dont les parois intérieures sont recouvertes avec le même type d'absorbants qu'une chambre anéchoïque, comme le montre la Figure 5-a. Dans ce système, l'antenne à mesurer est placée au centre de l'arche sur laquelle se trouvent 15 sondes, disposées selon un cercle et espacées de  $22,5^\circ$  comme illustré en Figure 5-b. Chaque sonde est constituée de deux dipôles croisés qui mesurent respectivement la polarisation verticale ou horizontale du champ en 15 valeurs d'angle  $\theta$  de manière séquentielle, par commutation électronique successive des sondes, sans mouvement mécanique. Cette approche multi-sondes permet d'accélérer le temps de mesure, par rapport à la mesure en chambre anéchoïque classique, utilisant une seule sonde qui doit être constamment déplacée. Afin d'obtenir un résultat plus précis (utile pour les antennes très directives par exemple), il est possible de faire tourner l'arche mécaniquement de  $\pm 11,25$  degrés (au maximum), ce qui permet d'augmenter la résolution spatiale de la mesure. La rotation de  $180^\circ$  du dispositif sous test autour d'un axe vertical permet la mesure des points dans une sphère et rend ainsi possible le tracé du diagramme de rayonnement 3D.



Figure 5 : StarLab (Satimo) (a) photo du modèle 6 GHz, (b) principe de fonctionnement [8]

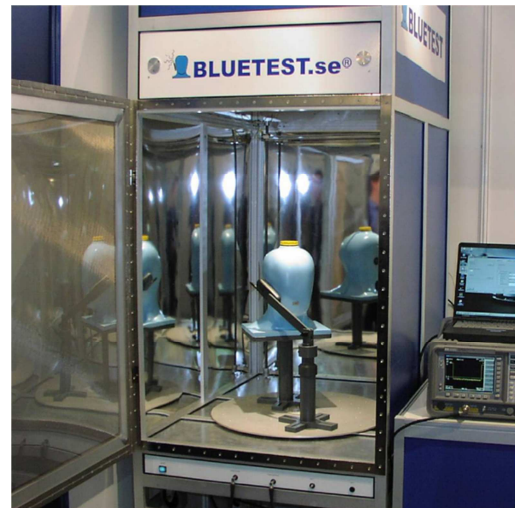
La StarLab mesure les performances de l'élément rayonnant en champ proche et grâce à des transformations champs proches-champs lointains [5], les valeurs d'efficacité, de TIS, de TRP ainsi que le diagramme de rayonnement peuvent alors être calculés. Elle permet de mesurer des antennes dont la taille est inférieure à 45 cm, et ce de 700 MHz (ce qui nécessite une extension de la calibration) jusqu'à 6 ou 18 GHz selon les modèles [8, 9]. Un tel système a une précision de l'ordre de 0,8 dB sur la mesure du gain maximum [8].

### 2.2.3. CHAMBRE REVERBERANTE

Un troisième moyen de mesure est disponible sur le marché : la chambre réverbérante, dont le principe est basé sur le mixage des modes. Une chambre réverbérante (Figure 6) est une cavité métallique, suffisamment grande pour permettre l'apparition de plusieurs modes de cavité à la fréquence de fonctionnement. Dans cette enceinte blindée se trouvent des brasseurs mécaniques, sortes de pales tournantes de ventilateurs, qui affectent les modes électromagnétiques à l'intérieur de la chambre. À l'opposé de la chambre anéchoïque, la chambre réverbérante provoque l'apparition de très nombreux multi-trajets par réflexion des ondes grâce aux parois métalliques et aux brasseurs. Ainsi, il existe au centre de la chambre un environnement statistiquement uniforme et isotrope : en moyenne, les directions d'arrivée des ondes proviennent de tous les angles possibles, et avec toutes les polarisations. Les mesures en chambre réverbérante évaluent la fonction de transfert entre l'antenne (ou le terminal) sous test et des antennes fixées dans les murs de la chambre réverbérante. Quand la moyenne de la fonction de transfert est réalisée entre les différentes positions des brasseurs mécaniques, le niveau moyen est proportionnel à l'efficacité de rayonnement de l'antenne ou la puissance rayonnée par le terminal [10]. Les avantages principaux d'un tel système est qu'il est moins encombrant et moins coûteux qu'une chambre anéchoïque. La chambre réverbérante permet la mesure de l'efficacité de rayonnement, du gain de diversité, de la TRP et de la TIS, mais ne permet pas d'avoir accès au diagramme de rayonnement [11]. Les mesures passives et actives ont une précision de l'ordre de 0,3-0,5 dB [12, 13].



(a)



(b)

Figure 6 : Chambre réverbérante (a) vue extérieure, (b) vue intérieure [14]

Après avoir décrit les différents moyens de caractériser expérimentalement les performances d'une antenne, intéressons-nous maintenant à la structure de cette dernière. Pour cela, nous allons présenter l'état de l'art des antennes des terminaux mobiles.

### 2.3. ETAT DE L'ART DES ANTENNES UTILISEES DANS LES TERMINAUX MOBILES

La première étape de la conception d'une antenne pour les appareils mobiles consiste à déterminer dans quels types d'appareils elle sera utilisée.

#### 2.3.1. TYPES D'APPAREILS UTILISES

Il existe différents types d'objets mobiles utilisant les standards cellulaires. Nous pouvons citer :

- Les téléphones mobiles, qui sont les appareils les plus utilisés par le grand public, et dont la dimension d'écran maximale est 6'' (15,24 cm), dans le cas des téléphones à écran tactile [15] ;
- Les tablettes tactiles 3G/4G, qui ont une taille plus grande que les téléphones (à partir de 7'', c'est-à-dire avec une diagonale d'écran supérieure à 17,8 cm), et une carte mère similaire à celle d'un PC, même si elle est spécifique aux tablettes ;
- Les *dongles* USB (*Universal Serial Bus*) 3G/4G, qui sont des clés USB dans lesquelles se trouvent un modem et une carte SIM (*Subscriber Identity Module*). Ils permettent d'accéder à Internet en utilisant le réseau cellulaire et impliquent une forte miniaturisation des antennes.



(a)



(b)



(c)

Figure 7 : Exemples de terminaux mobiles (a) téléphone à écran tactile [16], (b) tablette [17], (c) dongle USB 3G [18]



Dans cette thèse, les études sont réalisées uniquement dans le cas des téléphones. Au cours du temps, différents types de modèles de téléphones ont été commercialisés. Ceux-ci sont classés en plusieurs catégories :

- *Candy bar* ou monobloc, désignant un téléphone de forme rectangulaire, où l'écran et le clavier sont fixes et extérieurs (Figure 8-a) ;
- *Clamshell* ou *flip phone*, référant à un téléphone dit « à clapet », qui peut s'ouvrir ou se fermer : l'écran principal et le clavier sont à l'intérieur du téléphone (Figure 8-b) ;
- *Flip* ou *slide phone*, téléphone qui en couissant permet de découvrir le clavier (Figure 8-c) ;
- *Smartphone*, définissant un téléphone dit intelligent et multifonctions : agenda, calendrier, navigation Internet, consultation d'emails, appareil photo, GPS, écoute de la radio... (Figure 8-d). Il peut être à écran tactile ou à clavier.



Figure 8 : Exemples de téléphones commerciaux

(a) Nokia 3410 [19], (b) Alcatel OT 292 [18], (c) Nokia C2-05 [18], (d) Samsung Galaxy S 4 [18]

A l'heure actuelle, les téléphones classiques sont sur le déclin, comme le montre la Figure 9. Celle-ci met en évidence une prévision de la chute de la vente de téléphones basiques (type *candy bar*, *clamshell* ou *slide phone*) de 17% entre 2012 et 2016, alors que les ventes de *smartphones* devraient augmenter dans le même temps de 18%. Ce tableau met également en évidence la forte augmentation (35%) de vente de tablettes prévues d'ici 2016, au détriment des *netbook* (chute de 65%). Avec les *smartphones* (700 millions d'unités en 2012), les tablettes sont donc clairement un produit stratégique. Dans le cadre de cette thèse, nous nous concentrons donc sur le cas particulier des *smartphones* à écran tactiles.

Worldwide mobile device shipments in 2012 and 2016 (millions of units), according to Canalys				Smart connected device market by product category (shipments in millions), according to IDC		
Type of device	2012 shipments	2016 shipments	2012-16 Growth	Type of device	2012 shipments	2012 market share
Basic phone	122.0	58.0	-17.0%	Smartphone	722.4m	60.1%
Feature phone	770.8	660.9	-3.8%	Tablet	128.3m	10.7%
Smartphone	694.8	1,342.5	17.9%	Portable PC	202m	16.8%
Tablet	114.6	383.5	35.3%	Desktop PC	148.4	12.4%
Notebook	215.7	169.1	-5.9%			
Netbook	18.3	0.3	-65.4%			
Total	1,936.2	2,614.2	7.8%	Total	1201.1m	100.0%
Source: © Canalys (Feb 2013)				Source: © IDC (Feb 2013)		
Via: © mobiThinking						

Figure 9 : Statistiques de ventes des appareils mobiles en 2012 et prévisions pour 2016 [20]



### 2.3.2. TYPES D'ANTENNES UTILISEES POUR LES TELEPHONES MOBILES

Comme la forme du téléphone, le type d'antenne a fortement évolué en fonction du temps. En effet, plusieurs types d'antennes ont été utilisés dans les téléphones, résultant à chaque période du meilleur compromis entre la place disponible et les performances attendues : les antennes autrefois externes ont progressivement été intégrées dans le téléphone, permettant une meilleure discrétion et robustesse.

#### 2.3.2.1. ANTENNES EXTERNES

C'est en 1983 que le premier téléphone mobile fut disponible commercialement. Il s'agissait d'un modèle proposé par Motorola : le DynaTAC 8000X, illustré en Figure 10. Celui-ci avait pour dimensions (sans l'antenne) : 330 x 44 x 89 mm<sup>3</sup>. L'antenne utilisée était un *sleeve* dipôle (ce type d'antenne est défini dans le brevet [21] et comprend une antenne fouet, un contrepoids et un câble coaxial) externe de longueur  $\frac{\lambda}{2}$ . Afin de fonctionner à 850 MHz, l'antenne mesurait donc 176 mm, ce qui semblait acceptable étant donné la taille du terminal.



Figure 10 : Motorola DynaTAC 8000X, premier téléphone mobile commercial [7]

Comme ce type de téléphone était particulièrement encombrant, les ingénieurs ont cherché à rendre les terminaux plus compacts. La première proposition a été d'utiliser des monopoles quart-d'onde, par exemple une antenne fouet. Pour un fonctionnement à 850 MHz, la longueur requise est alors deux fois plus faible que pour le dipôle : 88 mm. Facile à réaliser, une antenne monopole a d'excellentes performances (large bande passante, diagramme de rayonnement omnidirectionnel, bon gain), en particulier lorsque la longueur du PCB vaut également  $\frac{\lambda}{4}$ , créant avec l'antenne un dipôle non symétrique. Cependant, cette solution est relativement encombrante, fragile et conduit également à de fortes valeurs de DAS [22, 23].

Il existe un troisième type d'antennes externes : l'antenne hélice. Celle-ci a l'avantage d'être plus petite et plus robuste qu'un monopole. Elle est facile à réaliser, a une efficacité correcte et une bonne bande passante. Afin de permettre un fonctionnement bi-bande, il est possible de réaliser une antenne non uniforme dont les deux enroulements successifs n'ont pas la même périodicité [24].

Afin de tirer parti des avantages de l'antenne hélice et du monopole, l'utilisation conjointe d'une hélice et d'un fouet a été utilisée. Une première possibilité consiste à enrouler l'hélice autour du monopole, comme illustré en Figure 11-a, ce qui crée un fonctionnement bi-bande. Cette technique a été brevetée par Nokia et fortement utilisée par Motorola [24]. Il est aussi possible de

placer une hélice au sommet du terminal, avec une antenne fouet rétractable à l'intérieur du téléphone, et dépliable en mode conversation, comme illustré en Figure 11-b. Le fouet mesure environ  $\frac{\lambda}{4}$  et la partie en plastique au sommet du monopole permet de réduire le couplage entre les deux antennes, lorsque le fouet est replié. Cette antenne a donc les avantages de l'hélice lorsque le monopole est replié, et les avantages du monopole lorsqu'il est déplié [22].

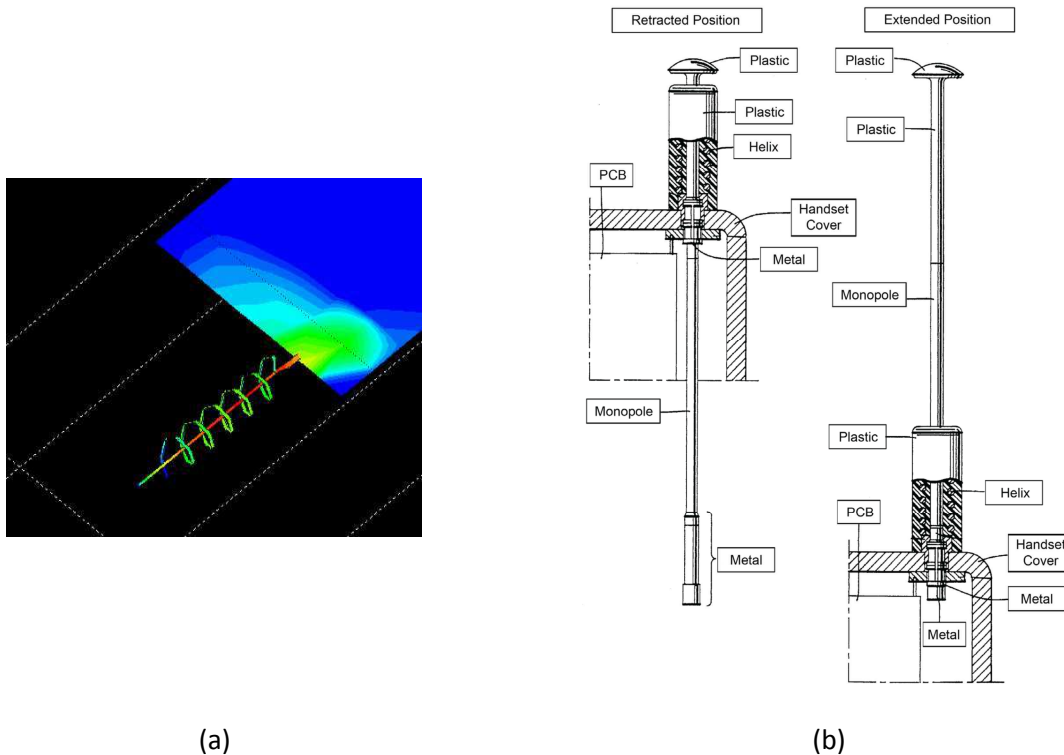


Figure 11 : Exemples d'antennes fouet avec antenne hélice (a) monopole au centre de l'antenne hélice [24], (b) monopole à la suite de l'antenne hélice [22]

Une antenne externe a en général une excellente bande passante et de bonnes performances en efficacité, mais l'encombrement et le DAS élevés présentés par ce type d'antennes [22] ont encouragé le développement d'une autre catégorie d'éléments rayonnants : les antennes internes.

#### 2.3.2.2. ANTENNES INTERNES

En effet, au fil des années, la taille des téléphones a peu à peu diminué, et une antenne de 88 mm n'était plus adaptée. La volonté de proposer des terminaux robustes, compacts, esthétiques, faciles à produire et peu chers ont guidé les développements antennaires vers des antennes internes, non visibles par l'utilisateur. Nokia fut ainsi la première entreprise à proposer des téléphones avec des antennes internes, comme par exemple le Nokia 3210, mis sur le marché en 1999 et vendu à plus de 300 millions d'exemplaires [7].

Un des types d'antennes les plus utilisés dans les téléphones est la PIFA (*Planar Inverted-F Antenna*), décrite en Figure 12. Une PIFA est basée sur le même principe qu'une IFA (*Inverted-F Antenna*), qui comporte une ligne d'alimentation et un court-circuit. L'ajout du court-circuit permet d'ajuster l'impédance de l'antenne, en dimensionnant correctement la distance entre le court-circuit et le point d'alimentation, appelée S sur la Figure 12. En remplaçant la piste d'une IFA par un *patch*

de dimensions  $L \times W$ , nous obtenons une PIFA. Dans la plupart des cas, le *patch* est au-dessus du plan de masse. La dimension la plus cruciale dans une PIFA est ainsi la distance entre le plan de masse et le *patch* nommée  $H$  (Figure 12.) : c'est elle qui fixe les performances globales de l'antenne et en particulier la bande passante. La hauteur  $H$  est directement liée à l'épaisseur du téléphone. Dans les années 2000, cette dimension n'était pas critique (le modèle 3210 de Nokia avait par exemple une épaisseur de 16 mm [25]), ce qui explique le succès de ce type d'antenne.

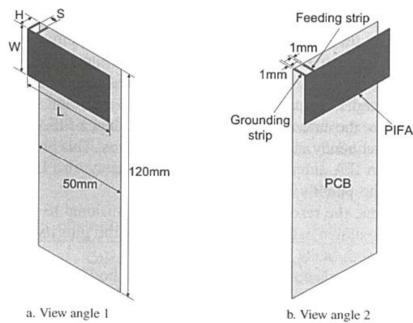


Figure 12 : Exemple d'une PIFA [7]

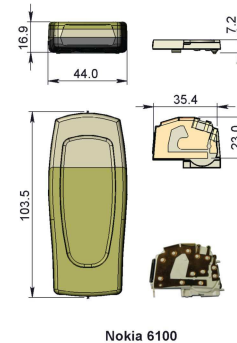


Figure 13 : Exemple de PIFA avec parasite [22]

Les PIFAs comportent l'avantage d'être à l'intérieur du téléphone, ce qui offre plus de libertés de conception. Les terminaux utilisant des PIFAs ont également un DAS moins élevé (rayonnement dans la direction opposée à la tête) que ceux avec des hélices. Mais les performances (gain, bande passante) des antennes PIFAs sont moins bonnes que celles des antennes externes et les deux contacts sur le PCB induisent plus de difficultés de production [22].

La PIFA a été une solution largement utilisée, mais d'autres alternatives existent. Il est possible d'utiliser un monopole (avec un plan de masse qui n'est pas sous l'antenne), mais aussi des IFAs. Pour utiliser au maximum l'espace disponible, ces solutions sont souvent méandrées, comme l'illustrent les Figure 14 et Figure 15.



Figure 14 : Exemple de monopoles repliés [24]

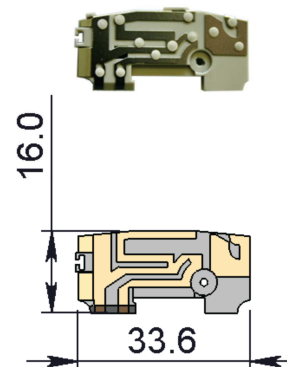


Figure 15 : Exemple d'une IFA au centre d'un téléphone à clapet [22]

L'inconvénient de ces solutions est souvent la bande passante et donc le nombre de bandes couvertes par l'antenne. Afin de résoudre ces problèmes, il est possible de rajouter une ou plusieurs fentes ou un parasite. Les fentes permettent de créer différents chemins de courants sur le *patch*, mais peuvent également se trouver sur le plan de masse. Dans ce dernier cas, cela implique au fabricant d'utiliser un PCB spécifique, ce qui est une contrainte forte.

Une autre méthode pour augmenter le nombre de résonances, particulièrement utilisée dans la bande haute, consiste à utiliser un élément parasite mis à la masse. Celui-ci est placé dans une région de fort champ pour maximiser le couplage avec l'élément rayonnant principal. La résonance créée par le parasite permet en général d'élargir la résonance du second harmonique de l'élément principal. Cette technique est souvent utilisée dans les téléphones tribandes GSM900/1800/1900 [22].

Afin de modifier l'adaptation de l'antenne, il est possible de la charger [22, 23] :

- Avec un matériau diélectrique à haute permittivité, mais cela dégrade l'efficacité ;
- Avec un réseau d'adaptation, comprenant généralement 2 à 4 composants ;
- Avec une charge inductive, ce qui permet de modifier le champ H : c'est dans les zones de forte densité de courants que cette charge aura le plus d'impact ;
- Avec une capacité, ce qui a un impact sur le champ E : elle est souvent placée à la fin de l'antenne.

### 2.3.3. TECHNOLOGIES UTILISEES

La partie précédente a permis de mettre en évidence la nécessité d'utiliser des antennes internes dans les téléphones actuels. La théorie des antennes permet d'imaginer de multiples concepts. Cependant, c'est finalement la technologie de réalisation qui va fixer les éléments limitatifs, comme par exemple les dimensions minimales à respecter pour la métallisation de l'antenne. Cette partie s'attache donc à décrire ces différentes technologies.

La tôle pliée est une technologie qui a été largement utilisée. Elle consiste à utiliser un support plastique sur lequel est emboutie puis fixée une pièce métallique. Cette technologie dite de *metal stamping* est très peu chère et facile à fabriquer, mais elle induit une largeur minimale de piste de l'antenne et ne permet pas la réalisation de formes 3D complexes [22].

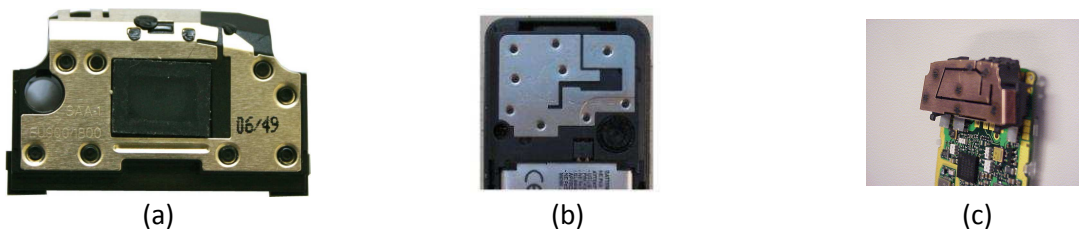


Figure 16 : Exemples d'antennes réalisées en tôle pliée (a) antenne d'Amphenol Airwave [22], (b) antenne PIFA de Sagem [6], (c) antenne bibande du Nokia 8210 [26]

Une autre possibilité est d'utiliser un film de cuivre flexible : c'est la technologie appelée *flex*, illustrée en Figure 17. Comparée à la technologie de tôle pliée, la technologie *flex* offre une surface plus régulière mais est légèrement plus chère et induit un problème de fixation au support plastique (colle ou procédé thermique) [7].



Figure 17 : Exemples d'antennes réalisées en technologie *flex* (a) extrait de [22], (b) extrait de [27]

Il est également possible de fabriquer directement l'antenne sur le PCB. Ceci est surtout utilisé pour du prototypage, car cette technique de fabrication n'est pas chère, et ne nécessite pas d'assemblage. Mais dans un téléphone commercial, la surface du PCB est rarement disponible pour la réalisation de l'antenne : cette option n'est donc pas utilisée pour les terminaux commerciaux.

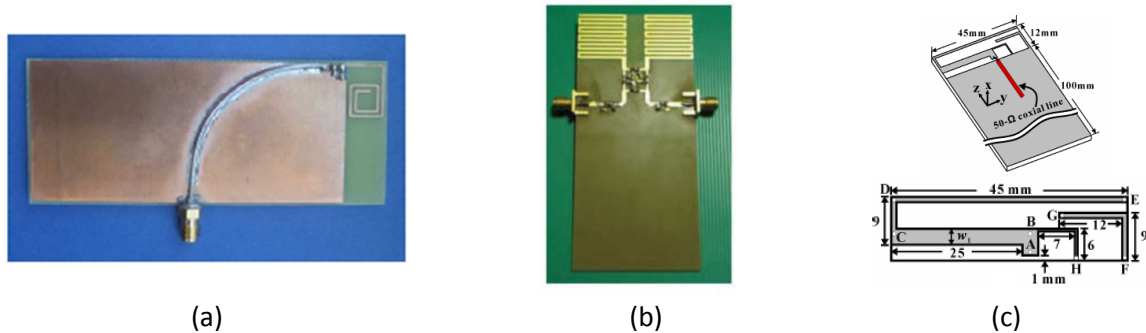


Figure 18 : Exemples d'antennes réalisées sur PCB, (a) antenne méandrée simple accès [28], (b) antenne méandrée double accès [29], (c) antenne simple accès avec parasite [30]

Une quatrième technologie permettant de réaliser des antennes pour applications mobiles est la céramique. Les antennes sur céramique offrent l'avantage d'être de petite taille (par exemple,  $10 \times 3 \times 4 \text{ mm}^3$  pour une résonnance à 2,45 GHz), avec de faibles pertes diélectriques et à faible coût (0,15-0,4\$) [31]. Mais les matériaux céramiques tendent à réduire la bande passante, du fait de leur permittivité relative. Ces types de matériaux sont donc souvent utilisés pour les antennes secondaires : GPS (*Global Positioning System*), Wi-Fi, Bluetooth.



Figure 19 : Exemples d'antennes en céramique (a) antenne pour Wi-Fi/Bluetooth [26], (b) antenne monopole de Panasonic [32]

La technologie apparue le plus récemment est le MID (*Molded Interconnect Devices*), c'est-à-dire un composant moulé interconnecté. Grâce à un substrat thermoplastique injecté ayant à sa surface des pistes conductrices, le MID peut intégrer à la fois des fonctions mécaniques et électriques : c'est la technologie qui offre le plus de flexibilité au niveau de la conception d'antennes, car elle permet un *design* complexe en 3D. Les MIDs peuvent comporter des pistes seules, mais peuvent également intégrer des composants électroniques, qui sont alors soudés au plastique. Cela permet de réduire la taille du produit final et de simplifier son assemblage tout en réduisant le coût de production et le temps de mise sur le marché. Ceci fait partie des nouveaux axes de recherche actuellement étudiés, et l'intégration plastronique est traitée dans le Chapitre 5.

Il existe deux procédés de fabrication :

- le *1-shot molding*, qui n'utilise qu'un seul type de plastique sur lequel est imprimé le motif de l'antenne,
- le *2-shot molding*, où deux types de plastiques sont moulés ensemble : le métal n'adhère qu'à l'un des deux plastiques [22, 33].



Figure 20 : Exemples d'antennes MID (a) pour applications mobiles [22], (b) GSM produite par Tyco [34]

## 2.3.4. ANTENNES DE TELEPHONES COMMERCIAUX ACTUELS

### 2.3.4.1. EXEMPLES D'ANTENNES COMMERCIALES

A l'heure actuelle, les contraintes principales sur la conception d'antennes ont trois origines principales. D'une part, la mode détermine l'aspect visuel du téléphone. D'autre part, la recherche de performances et de nouvelles fonctionnalités est en constante augmentation. Enfin, il apparaît de nouveaux usages des téléphones sans fils. Les téléphones commerciaux actuels comportent plusieurs antennes internes de type monopole ou IFA, pour couvrir les différentes bandes de fréquence. En effet, les épaisseurs de ces terminaux ne permettent plus la réalisation de PIFA : l'iPhone 2G avait une épaisseur de 10,4 mm, qui a été réduite respectivement à 8,5 mm puis 6,1 mm pour l'iPhone 3G et 4G [22]. Afin de décrire des antennes de téléphones récents, nous allons utiliser trois modèles respectivement commercialisés par Apple, Samsung et HTC : ces trois sociétés faisaient partie des 5 meilleurs vendeurs de téléphones au deuxième trimestre 2012, comme le montre la Figure 21. Ces chiffres ont évolué, puisqu'au premier trimestre 2013, LG, Huawei et ZTE ont détrôné Nokia et HTC dans ce classement [35].

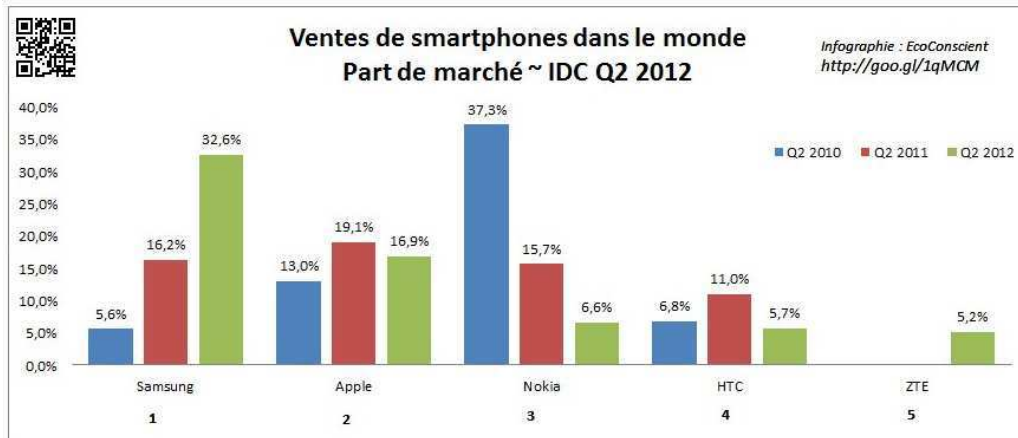


Figure 21 : Ventes de smartphones dans le monde (deuxième trimestre 2012) [35]

Notre première analyse concerne l'antenne de l'iPhone 4 d'Apple. Celui-ci compte deux monopoles externes en acier inoxydable repliés sur les bords du téléphone et intégrés dans le boîtier (Figure 22). L'antenne principale est située sur le côté droit du téléphone et fonctionne sur les bandes UMTS et GSM. Une antenne secondaire, placée à gauche, couvre les standards Wi-Fi, Bluetooth et GPS. Ce modèle d'antenne est très différent des versions proposées par les concurrents qui convergent vers une antenne interne, placée en bas du téléphone. Elle a engendré une polémique commerciale sans précédent (référéncée comme « *Antennagate* » et décrite en partie 2.3.4.2.), car elle est particulièrement sensible à l'utilisateur [36, 37]. Ce *design* n'a pas été utilisé dans les nouvelles versions d'iPhone.



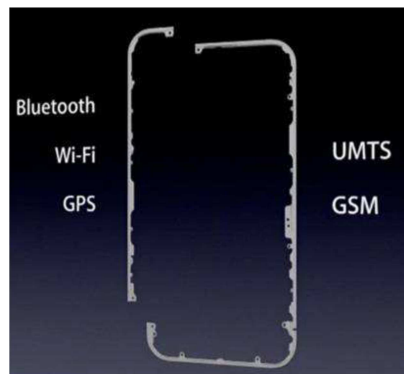


Figure 22 : Antennes de l'iPhone 4 [38]

Le deuxième cas d'étude est le Samsung Galaxy S 2 (version européenne : GT-I9100) que nous avons démonté dans le cadre de la thèse. Celui-ci couvre les bandes GSM et EDGE 850/900/1800/1900 [37], grâce à une antenne principale de type IFA réalisée avec la technologie MID, placée en position basse (cf. Figure 23 a et c). La Figure 23-b met en évidence les connexions sur le PCB et permet de montrer que deux *pogo-pins* sont utilisées pour l'antenne principale et reliées au réseau d'adaptation : l'accès est connecté au câble WFL-WFL permettant le lien entre l'antenne et l'émetteur-récepteur, l'autre contact est relié à la masse. Sur le même module plastique (Figure 23-c) se trouve également une antenne secondaire pour les bandes Wi-Fi et Bluetooth. Une dernière antenne est placée en haut du téléphone : il s'agit d'une antenne GPS (Figure 23-d), réalisée en technologie *flex* et révélée en enlevant le scotch de protection qui la recouvre.

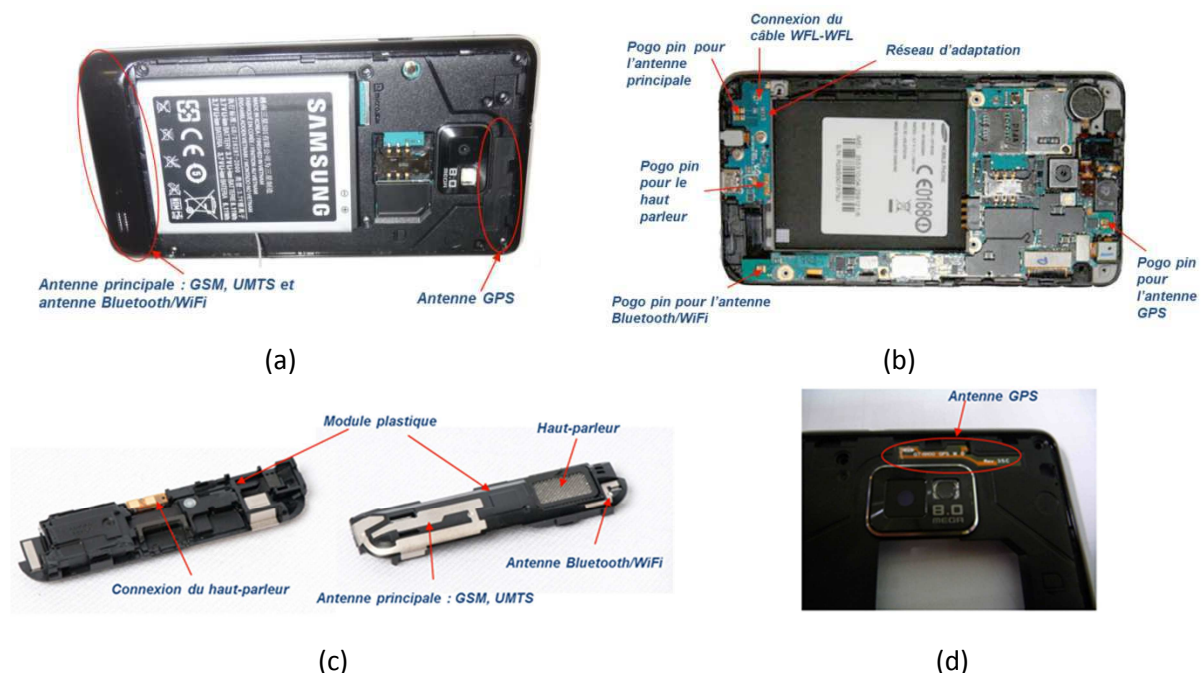


Figure 23 : Samsung Galaxy S 2 (a) vue du téléphone sans la partie du boîtier couvrant la batterie, (b) détail du PCB, (c) vues de dessus et de dessous du module antenne, (d) antenne GPS

Notre dernier exemple concerne le HTC Desire S dont nous avons également étudié la composition, assez similaire à celle du Samsung Galaxy S 2. En effet, ce téléphone comporte également 3 antennes : l'antenne pentabande principale, l'antenne GPS et l'antenne Bluetooth/Wi-Fi, comme l'illustre la Figure 24. Ce sont des IFAs réalisées en technologie MID, et les contacts correspondants sont visibles sur le PCB. Nous retrouvons par exemple les deux contacts d'accès (connecté au câble) et de masse pour l'antenne principale, en bas du terminal. La spécificité

du téléphone est le boîtier qui est principalement composé d'aluminium [39], sauf pour les parties hautes et basses où sont placées les antennes.

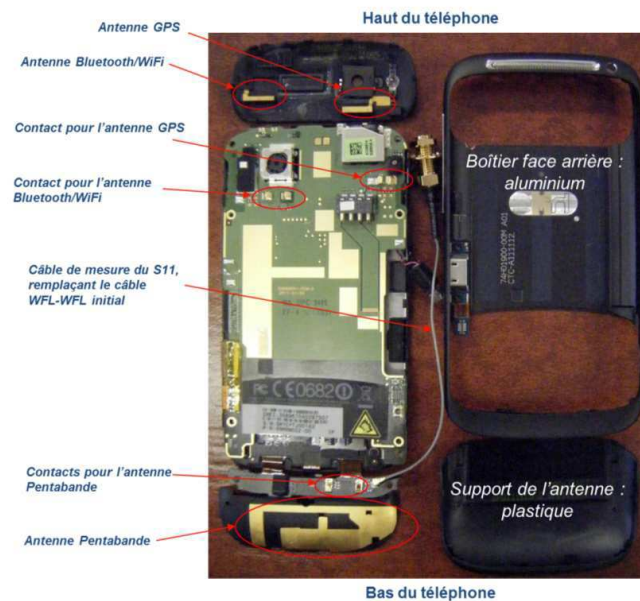


Figure 24 : Détail de l'intérieur du HTC Desire S

### 2.3.4.2. PERFORMANCES D'ANTENNES COMMERCIALES

Les éléments rayonnants présentés précédemment ne sont pas des cas isolés : la majorité des antennes actuelles sont des IFAs ou monopoles réalisés en MID [40]. Après nous être interrogés sur la structure d'une antenne commerciale (type, technologie), nous allons maintenant étudier ses performances.

Pour cela, nous allons nous intéresser dans cette partie au coefficient de réflexion de l'antenne du Samsung Galaxy S 2 (Figure 25), décrite précédemment. Les performances en rayonnement de ce même téléphone seront détaillées dans le Chapitre 4. Ce téléphone fonctionne sur les bandes 3G : le coefficient de réflexion doit donc être inférieur à -6 dB (valeur usuellement considérée pour la conception d'antenne de téléphonie mobile) sur les bandes 824-960 MHz et 1710-2170 MHz.

Nous avons mesuré le coefficient de réflexion en entrée de cette IFA dans le système de mesure StarLab décrit en 2.2.2, simulant les conditions d'espace libre (cf. Figure 26-a). Le câble WFL-WFL d'origine connectant l'antenne à l'émetteur récepteur a été remplacé par un câble WFL-SMA permettant la liaison à l'analyseur de réseau. Nous obtenons la mesure reportée en rouge sur la Figure 27. Nous pouvons remarquer que la réponse en bande basse est particulièrement étroite et ne respecte pas tout à fait le cahier des charges d'adaptation à -6 dB sur le début de bande alors que la réponse en bande haute le respecte globalement.

Nous avons vu dans la partie précédente que l'utilisateur pouvait avoir un effet négatif sur les performances de l'antenne. Nous avons donc mesuré l'impact de la main droite en position CTIA (modèle Speag- SHO V2RP, main de type PDA, [41]) sur ce *smartphone*. La configuration de mesure est illustrée en Figure 26-b et les résultats sont reportés en pointillés verts sur la Figure 27. Nous pouvons observer que la bande basse subit une lourde dégradation : la résonance est décalée vers le bas par l'utilisateur et le téléphone n'est plus adapté dans la bande basse.



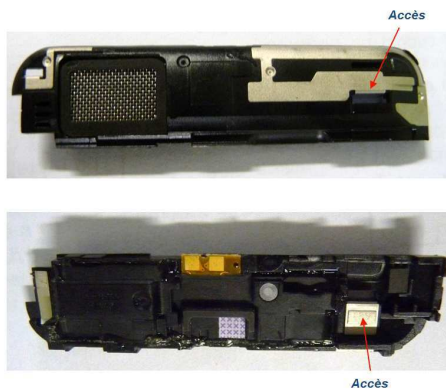
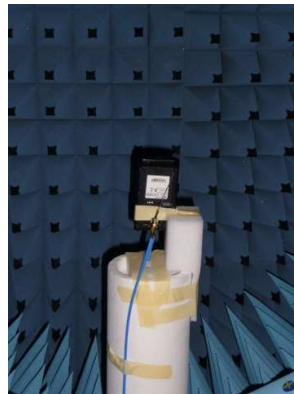


Figure 25 : Vues de dessus et dessous de l'antenne principale du Samsung Galaxy S 2

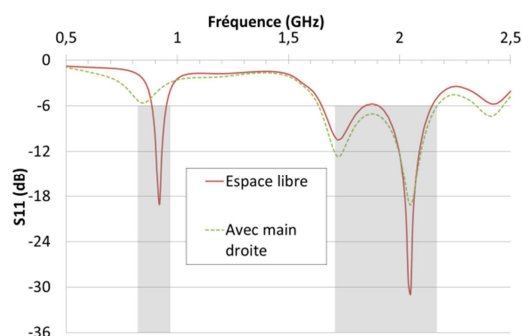


(a)

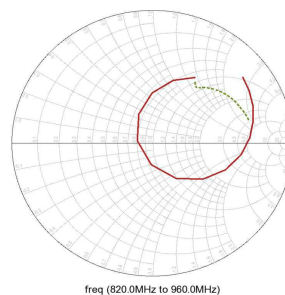


(b)

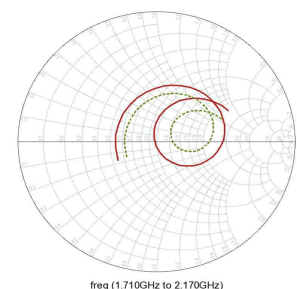
Figure 26 : Configuration de mesure du  $S_{11}$  du Samsung Galaxy S 2 (a) espace libre, (b) avec la main droite



(a)



(b)



(c)

Figure 27 : Samsung Galaxy S 2 :  $S_{11}$  en fonction de la fréquence, comparaison en espace libre et avec la main de l'utilisateur (a) en dB, (b) bande basse sur abaque de Smith, (c) bande haute sur abaque de Smith

Nous avons également caractérisé ce téléphone dans les 4 positions de référence (cf. Figure 28) définies avec la tête (Modèle Speag SAM Head V4.5BS, [41]) et la main, configurations présentées dans le chapitre 1. Les performances de l'antenne en réflexion sont reportées en Figure 29. Nous pouvons noter une grosse dissymétrie sur les performances avec la main gauche ou la main droite, à la fois pour les positions *cheek* et *tilt*. Cela s'explique facilement, car nous avons vu que l'antenne principale était placée en bas à gauche du téléphone : lorsque l'utilisateur utilise la main droite, l'antenne est proche de la paume, alors que s'il utilise la main gauche, l'antenne est au creux de la main et un espace d'air les épare.



(a)



(b)

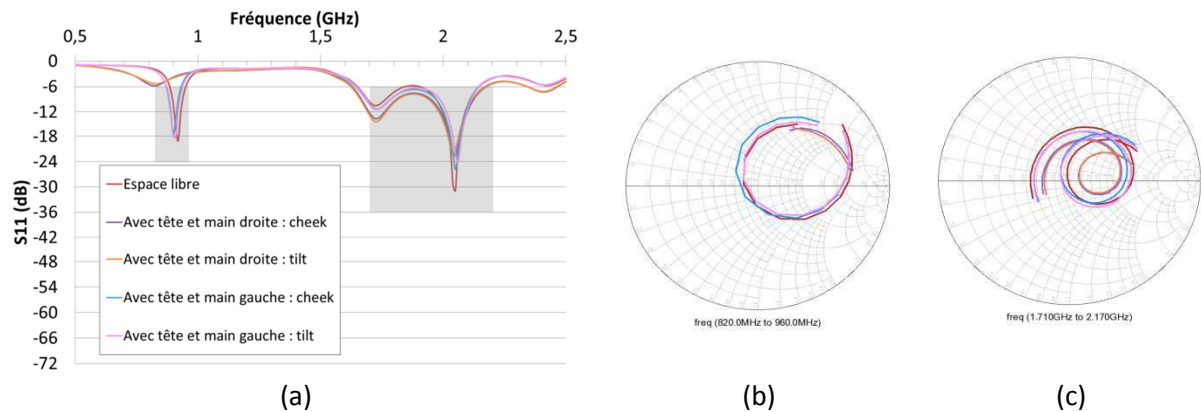


(c)



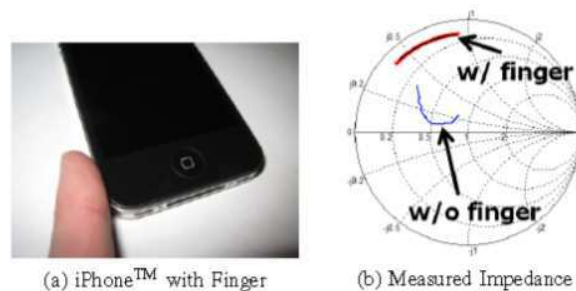
(d)

Figure 28 : Configuration de mesures (a) tête et main droite : *cheek*, (b) tête et main droite : *tilt*, (c) tête et main gauche : *cheek*, (d) tête et main gauche : *tilt*



**Figure 29 : Samsung Galaxy S 2 :  $S_{11}$  en fonction de la fréquence, comparaison en espace libre et avec la tête et main de l'utilisateur (4 positions de référence) (a) en dB, (b) bande basse sur abaque de Smith, (c) bande haute sur abaque de Smith**

Le phénomène de désadaptation par l'utilisateur, mis en évidence par ces mesures, est largement décrit dans la littérature [28, 36, 42, 43]. Par exemple, W. N. Allen and D. Peroulis soulignent dans [36] l'impact du doigt de l'utilisateur sur un téléphone commercial (cf. Figure 30). Sans la main de l'utilisateur, l'antenne résonne dans la bande de fréquence souhaitée. La courbe en bleu sur l'abaque de Smith suit en effet une portion de boucle caractéristique de la résonance. Mais avec le doigt de l'utilisateur, la courbe est décalée vers le bord de l'abaque, ce qui traduit une désadaptation forte de l'antenne.

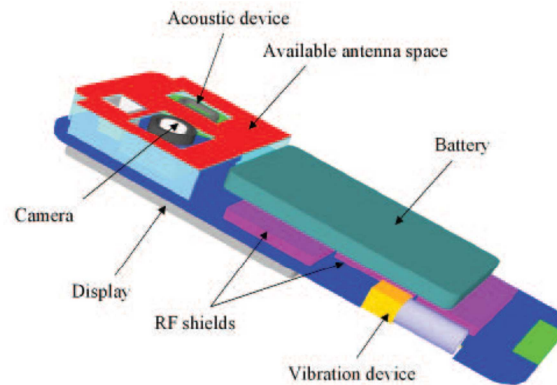


**Figure 30 : Désadaptation d'une antenne de téléphone commercial par un doigt (824- 960 MHz) [36]**

La littérature [2, 9, 23, 24] montre également l'impact des composants du téléphone lorsqu'ils sont proches de l'antenne. Celui-ci affecte le DAS induit et les caractéristiques électriques de l'antenne. Ainsi, les éléments suivants sont à prendre en compte :

- les composants acoustiques, qui incluent des parties magnétiques et peuvent introduire un effet capacitif via leur connexion à la masse ;
- le vibreur ;
- l'écran qui peut augmenter le DAS à cause des courants induits dans ce composant ;
- la batterie dont la distance par rapport à l'antenne influence la bande passante, la fréquence de résonance et le gain de l'antenne ;
- le boîtier, souvent réalisé en plastique, qui augmente les pertes et décale la fréquence de résonance de l'antenne ;
- l'appareil photographique ;
- le blindage des circuits RF.

Ceci permet d'établir une simulation réaliste, comme illustré en Figure 31.



**Figure 31 : Modèle réaliste simplifié pour la simulation d'une antenne de téléphone [23]**

Finalement, si nous résumons toutes les contraintes qui s'appliquent sur les terminaux mobiles, nous pouvons conclure que ceux-ci doivent être compacts, légers, robustes, à faible coût, tout en garantissant pour l'antenne une efficacité élevée, un DAS induit faible, un fonctionnement multibande sur de larges bandes de fréquence et une faible sensibilité de ses caractéristiques électriques à l'environnement proche (éléments proches et utilisateur).

### 2.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons porté notre intérêt sur un élément fondamental d'un téléphone mobile : l'antenne. Nous avons rappelé les définitions spécifiques utilisées pour son étude dans le contexte des terminaux mobiles et montré que dans ce dernier, elles sont électriquement petites. Ceci engendre des compromis sur leurs performances (en bande passante et gain). Nous avons également décrit les différentes régions de champs, ainsi que les systèmes qui permettent la caractérisation expérimentale des antennes.

La dernière partie traite de l'état de l'art des antennes des terminaux mobiles, en particulier dans les *smartphones*. Nous avons détaillé les différents types d'antennes, les différentes technologies utilisées et avons établi que la majorité des antennes actuelles sont des IFAs ou des monopoles internes réalisés en technologie MID. En effet, de tels éléments rayonnants garantissent le meilleur compromis surface-coût-robustesse-performances.

Enfin, nous avons présenté les performances d'antennes actuelles : en espace libre, celles-ci ont un coefficient de réflexion inférieur à -6 dB sur les bandes 3G (824-960 MHz et 1710-2170 MHz). Nous avons également mis en évidence l'importance des effets de l'interaction utilisateur (main, tête) et plus généralement de l'environnement proche de l'antenne. En effet, ce point est fondamental, car sa mauvaise prise en compte peut conduire au mauvais fonctionnement de l'antenne. Cette difficulté est intégrée aux développements effectués dans le cadre de ces travaux.

Pour la traiter, deux solutions sont développées dans cette thèse. La première consiste à insérer un réseau d'adaptation variable (tuner d'antenne) entre l'élément rayonnant et le module *front-end*. Ce réseau d'adaptation a pour but de corriger dynamiquement la désadaptation introduite par les éléments d'environnement en ramenant en sortie du module *front-end* une impédance au plus proche de la valeur optimale, généralement 50 Ohms.

La deuxième possibilité consiste à réaliser une antenne large bande. En effet, l'effet de l'utilisateur est surtout visible pour la bande basse, où l'antenne fonctionne sur une bande très étroite. Mais dans la bande haute, beaucoup plus large, la désadaptation a moins d'impact, comme l'ont montré nos mesures de téléphones commerciaux, restituées dans ce Chapitre.

Ces deux approches seront traitées respectivement dans les Chapitres 3-4 et 5. L'objectif commun de ces deux études est de proposer un système rayonnant fonctionnant sur les bandes 4G, intégrables dans un téléphone mobile, et avec un impact réduit de l'effet de l'utilisateur et plus généralement de l'environnement proche de l'antenne.

### REFERENCES DU CHAPITRE 2

- [1] H. A. Wheeler, *Fundamental Limitations of Small Antennas*, vol. 35, Proceedings of the IRE, 1947, pp. 1479 - 1484.
- [2] D. A. Sanchez-Hernandez, *Multiband Integrated Antennas for 4G Terminals*, Artech House, 2008.
- [3] S. Best, *Today's electrically small antennas: Over 100 Years of Development*, 2012 IEEE European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2012.
- [4] L. J. Chu, *Physical limitations of omnidirectional antennas*, vol. 19, Journal of Applied Physics, Décembre 1948, pp. 1163-1175.
- [5] C. Balanis, *Antenna theory: analysis and design: 2nd edition*, John Wiley & Sons, 1997.
- [6] Y. Li, *Contribution à l'optimisation des performances d'antennes de téléphones mobiles à l'aide de technique d'adaptation*, Thèse de doctorat, décembre 2009.
- [7] Z. Zhang, *Antenna Design for mobile devices*, John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2011.
- [8] [http://www.satimo.com/sites/www.satimo.com/files/Datasheets\\_StarLab\\_2.pdf](http://www.satimo.com/sites/www.satimo.com/files/Datasheets_StarLab_2.pdf).
- [9] L. Jofre, M. Martinez-Vasquez, R. Serrano et G. Roqueta, *Handbook on Small Antennas*, EurAAP, 2012.
- [10] P. S. Kildal, *Overview of 6 Years R&D on Characterizing Wireless Devices in Rayleigh Fading Using Reverberation Chambers*, IWAT '07. International Workshop on Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications, Mars 2007.
- [11] P. S. Kildal, *OTA measurements of wireless stations in reverberation chamber versus anechoic chamber: from accuracy models to testing of MIMO systems*, 2010 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), Mars 2010.
- [12] <http://www.bluetest.se/download/RTS60%20BTD-10019%20Rev%20F.pdf>.

- [13] <http://www.bluetest.se/download/RTS90%20BTD-11028%20RevD.pdf>.
- [14] <http://www.bluetest.se/>.
- [15] <http://chinaphonehouse.org/2012/11/dapeng-i9877-ecran-6-pouces-le-test-longue-duree/>.
- [16] <http://www.samsung.com/fr/#latest-home>.
- [17] <http://www.apple.com/fr/>.
- [18] <http://www.orange.fr/>.
- [19] <http://www.lesmobiles.com/telephones/nokia-3410.html>.
- [20] <http://mobithinking.com/mobile-marketing-tools/latest-mobile-stats/a>.
- [21] A. B. Bailey, *US 2184729*, United States Patent Office, Décembre 1939.
- [22] C. Rowell et E. Y. Lam, *Mobile Phone Antenna Design*, vol. 54, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Août 2012, pp. 14-34.
- [23] M. Martinez-Vasquez, *Considerations for the Design of Antennas Embedded in Mobile Communications Devices*, 2010 Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC), Novembre 2012.
- [24] M. Martinez-Vasquez, *Design of antennas for mobile communications devices: practical aspects*, Valencia: Antennas for Mobile Communication Course, European School of Antennas, Juin 2012.
- [25] <http://www.ruedumobile.com/mobile/nokia-8/3210-119>.
- [26] C. Luxey, *Antennes pour téléphonie mobile*, Cours dispensé en troisième année de cycle ingénieur de Polytech' Nice-Sophia Antipolis, 2003-2009.
- [27] A. Winkelmann, *Different Issues of industrial antenna design*, Dusseldorf: Industrial Antenna Design Course, European School of Antennas, Mars 2007.
- [28] J. Anguera, A. Andújar, A. Camps, C. Puente et C. Picher, *Mitigation of the finger loading effect in handsets antennas*, Barcelona: 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 12-16 Avril 2010.
- [29] R. Bhatti, S. Yi et S. O. Park, *Compact Antenna Array With Port Decoupling for LTE-Standardized Mobile Phones*, vol. 8, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2009, pp. 1430 - 1433.
- [30] J. Sze et Y. Wu, *A Compact Planar Hexa-Band Internal Antenna for Mobiles Phones*, vol. 107, Progress In Electromagnetics Research, 2010, pp. 413-425.
- [31] <http://rfdesign.com/mag/605RFD30.pdf>.

- [32] <http://industrial.panasonic.com/www-data/pdf/AFA5000/AFA5000CE1.pdf>.
- [33] M. Moguedet, *La technologie LPKF-LDS, où comment la plasturgie permet à l'électronique d'accéder à la troisième dimension*, vol. 67, Le Plastilien, Mai 2010, pp. 52-55.
- [34] J. Thévenard, *Contribution à la conception à bas coût d'antennes en 3D reconfigurables: solutions originales d'intégration en technologie plastique pour les systèmes sans fil du futur*, Thèse de doctorat, 2008telb0066, Mars 2008.
- [35] <http://www.eco-conscient.com/art-714-quels-sont-les-parts-de-marche-des-fabricants-de-smartphone-apple-rim-htc-samsung-nokia.html>.
- [36] W. N. Allen et D. Peroulis, *Bandwidth-optimal Single-tunable-element Matching Network for Antenna Tuning in Mobile Handsets*, 2011 IEEE MTT-S International Symposium Digest (MTT), Juin 2011.
- [37] <http://www.samsung.com/fr/support/model/GT-I9100LKAXEF-techspecs>.
- [38] <http://www.anandtech.com/show/3794/the-iphone-4-review/2>.
- [39] <http://www.lesmobiles.com/telephones/htc-desire-s.html>.
- [40] <http://www.ifixit.com/>.
- [41] <http://www.speag.com/>.
- [42] Q. Rao et D. Wang, *A Compact Dual-Port Diversity Antenna for Long Term Evolution Handheld Devices*, vol. 59, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Mars 2010.
- [43] D. U. Sim et S. O. Park, *A Triple band Internal Antenna: Design and Performance in Presence of the Handset Case, Battery and Human Head*, vol. 47, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Août 2005, pp. 658- 666.



# **Chapitre 3 : Conception de tuners d'antenne**



Chapitre 3 : Conception de tuners d'antenne.....	65
3.1. Développement d'antennes agiles : concept du tuner d'impédances.....	67
3.1.1. But du tuner d'antenne .....	67
3.1.2. Intégration du tuner dans le module <i>front- end</i> .....	68
3.1.3. Cahier des charges du tuner.....	69
3.2. Composants pour dispositifs agiles .....	70
3.2.1. État de l'art des composants accordables.....	70
3.2.1.1. Inductances .....	70
3.2.1.2. Capacités .....	71
3.2.2. Composants utilisés pour la conception du tuner .....	72
3.2.2.1. Capacités variables .....	72
3.2.2.1.1. Principe des capacités commutables de puissance utilisées .....	72
3.2.2.1.2. Performances des DTCs.....	74
3.2.2.2. Inductances fixes .....	81
3.3. Conception de tuner d'antenne .....	81
3.3.1. Topologies de tuners d'antenne utilisés dans la littérature.....	81
3.3.2. Méthode de conception utilisée pour la réalisation des démonstrateurs.....	83
3.4. Performances des tuners réalisés .....	86
3.4.1. Méthodologie de mesures .....	86
3.4.1.1. Mesures en paramètres S sous pointes .....	87
3.4.1.2. Mesures en paramètres S avec connecteurs .....	88
3.4.1.3. Mesures en puissance .....	88
3.4.2. Performances des tuners intégrés .....	89
3.4.2.1. Description du tuner .....	89
3.4.2.2. Résultats en paramètres S.....	90
3.4.2.3. Tenue en puissance .....	93
3.4.3. Optimisation des tuners intégrés .....	94
3.4.4. Performances des tuners montés sur module .....	97
3.4.4.1. Description du tuner et du module.....	97
3.4.4.2. Résultats en paramètres S.....	98
3.4.4.3. Tenue en puissance .....	100
3.5. Conclusion .....	100
Références du chapitre 3 .....	101

Le chapitre précédent était consacré à un élément très important dans les téléphones mobiles : l'antenne. Après avoir définie cette dernière, rappelé ses paramètres caractéristiques, étudié les moyens de les mesurer et détaillé les différents types d'antennes utilisés dans la téléphonie mobile, nous avons évalué les performances d'antennes commerciales actuelles et montré un impact fort et négatif de l'environnement proche (main, tête, objet) sur ces dernières. Dans cette thèse, nous proposons de contribuer à la correction des dégradations provenant de cet environnement proche. Le contexte 4G considéré ici, ajoute des bandes de fréquences additionnelles aux générations précédentes et augmente ainsi la plage de fréquence à maîtriser, ce qui complique cet objectif. Deux axes de recherche ont été définis à l'issue du Chapitre 2. Le premier, consistant à insérer un tuner d'antenne entre l'élément rayonnant et le module *front-end* est décrit dans ce chapitre. Une alternative basée sur la conception d'une antenne large bande sera examinée dans le Chapitre 5.

Ce chapitre explique dans un premier temps le concept d'un tuner d'impédance, dans le cadre du développement d'antennes agiles. Ensuite, il détaille le type de composants accordables utilisés pour les réseaux d'adaptation. La conception de nos démonstrateurs, ainsi que leurs performances est ensuite développée et commentée dans les deux dernières parties.

### 3.1. DEVELOPPEMENT D'ANTENNES AGILES : CONCEPT DU TUNER D'IMPEDANCES

#### 3.1.1. BUT DU TUNER D'ANTENNE

Lors de l'utilisation d'un téléphone sans fil, les propriétés électromagnétiques d'une antenne changent constamment. En effet, l'environnement proche est modifié de manière continue, en particulier la position du corps (main et tête) de l'utilisateur, ce qui provoque un changement à chaque instant de l'impédance présentée par l'antenne. Celle-ci est alors désadaptée : elle ne présente plus sa valeur de référence, généralement 50 Ohms à l'émetteur-récepteur. Il en résulte une réduction du rendement de transmission à cause des pertes dues à la désadaptation (de l'ordre de 2,5 dB pour un  $VSWR_{\text{antenne}}$  de 5:1, selon l'Équation 1). Cela a pour conséquence une réduction des performances du système : augmentation de la consommation, obtention d'un signal plus faible donc bruité au niveau du récepteur et finalement une augmentation des pertes d'appels (*dropped calls*).

$$\text{Pertes de désadaptation} = -10\log\left(1 - \frac{(VSWR - 1)^2}{(VSWR + 1)^2}\right) \quad \text{Équation 1}$$

Où la notation VSWR correspond à Voltage Standing Wave Ratio, selon les termes Anglo-Saxons, c'est-à-dire le Taux d'Ondes Stationnaires (TOS).

Afin de corriger cette désadaptation, une solution consiste à insérer un dispositif appelé tuner entre l'émetteur-récepteur et l'antenne. Le tuner permet de ramener en sortie de l'émetteur-récepteur une impédance adaptée (50 Ohms), ceci quelles que soient les variations de l'impédance ramenée en entrée de l'antenne. Avec un tel circuit, il est possible d'optimiser le transfert de puissance entre le module *front-end* et l'antenne et de relâcher les contraintes de conception sur l'émetteur-récepteur (par exemple le surdimensionnement des amplificateurs de puissance).

Lorsque l'antenne présente la valeur adaptée 50 Ohms à l'émetteur-récepteur, le VSWR vaut 1:1 et le coefficient de réflexion correspondant est représenté par un point au centre de l'abaque de Smith. Le but du tuner est d'opérer la transformation décrite par la Figure 1. L'abaque de gauche

illustre des positions de coefficients de réflexion hypothétiques en entrée de l'antenne correspondant à un VSWR constant, mais à différentes phases régulièrement distribuées parmi les valeurs possibles. Celui de droite montre les positions correspondantes en sortie du tuner. Dans l'idéal, celui-ci doit ainsi être capable de ramener n'importe quel point de l'abaque de gauche, correspondant à un VSWR donné au centre de l'abaque de Smith à droite.

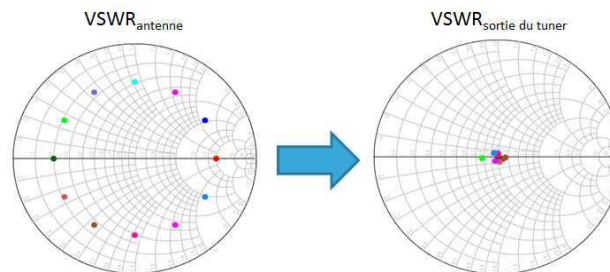


Figure 1: Effet du tuner sur le VSWR

La désadaptation de l'antenne peut correspondre à un VSWR de 12:1 [1], mais la valeur moyenne usuellement considérée [2] pour la conception des tuners est 5:1. L'abaque de la Figure 1 illustre le cas de  $VSWR_{antenne}=5:1$ .

### 3.1.2. INTEGRATION DU TUNER DANS LE MODULE FRONT-END

Concevoir un unique tuner pour supporter l'ensemble des bandes 3G et LTE, c'est à dire 698 MHz-2690 MHz, est peu réaliste. En effet, le maintien de pertes faibles (<1 dB) et d'un VSWR acceptable (<2 :1) apparaît excessif actuellement pour une gamme de fréquence aussi large. Il est par contre tout à fait envisageable de prévoir plusieurs tuners élémentaires, optimisés pour des bandes de fréquences réduites.

Tenant compte de la remarque précédente, pour supporter la 3G, nous proposons l'architecture présentée en Figure 2, utilisant deux tuners :

- l'un pour la bande basse : 824 MHz-960 MHz ;
- l'autre pour la bande haute : 1710 MHz-2170 MHz.

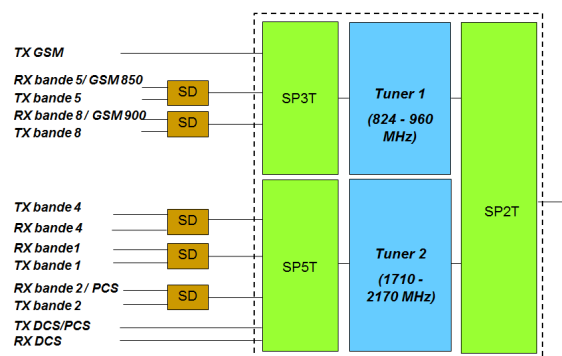


Figure 2 : Structure utilisant deux tuners d'antenne proposée pour la 3G

Sur le schéma, SD fait référence à un duplexeur à onde acoustique de surface (*Surface Acoustic Wave Duplexer*) dont la tenue en puissance n'excède pas 30 dBm, qui est donc placé sur les chemins RF 3G. Cette structure tient ainsi compte du fait que les niveaux de puissance en sortie des PA sont différents en 2G (GSM 850, GSM 900, DCS, PCS) et en 3G (bande 1, bande 2, bande 4, bande 5), en mode émission (TX), comme défini dans le Chapitre 1.

De manière similaire, pour supporter à moyen terme le nouveau standard LTE, un découpage en quatre bandes semble être un bon compromis :

- bande basse 1 : 698 MHz-960 MHz ;
- bande basse 2 : 1427 MHz-1496 MHz ;
- bande haute 1 : 1710 MHz-2170 MHz ;
- bande haute 2 : 2500 MHz-2690 MHz.

### 3.1.3. CAHIER DES CHARGES DU TUNER

Après avoir défini les bandes de fréquences correspondant à chaque tuner, étudions maintenant les autres contraintes devant être considérées lors de la conception. Il est nécessaire de prendre en compte les contraintes suivantes, basées sur différents exemples de tuners issus de la littérature [2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9] :

- Faibles pertes d'insertion : celles-ci doivent être inférieures à 0,5 dB sous 50 Ohms, et doivent être inférieures aux pertes de désadaptation de l'antenne lorsqu'elle est chargée par son environnement proche ;
- Large gamme d'adaptation d'impédance ;
- Faible consommation d'énergie ;
- Grande vitesse de commutation ( $< 5\mu s$ , qui est la spécification classique d'un commutateur d'antenne [10]) ;
- Grande linéarité, afin de ne pas dégrader les performances de l'émetteur-récepteur ;
- Faible encombrement ;
- Faible coût ;
- Simplicité.

Il existe deux types de tuners [3] :

- Le tuner à boucle ouverte, est une solution élémentaire où l'information est stockée dans une table (dans la mémoire de la partie bande de base), dans laquelle le tuner cherche la position la plus proche de celle qu'il doit corriger. Les positions sauvegardées correspondent à des mesures réalisées avec l'effet utilisateur par exemple. Cette solution ne permet pas d'adaptation en temps réel et ne permet donc pas de corriger l'impact de l'environnement (dit variation dynamique) ;
- Le tuner à boucle fermée : dans ce cas, un capteur de désadaptation fournit en permanence le  $VSWR_{\text{antenne}}$  au tuner : il est donc possible de corriger en temps réel la désadaptation due à l'environnement.



Figure 3 : Types de tuners (a) boucle ouverte, (b) boucle fermée [3]

Dans le cadre de la thèse, le tuner serait commandé par une boucle fermée, mais la partie logique et algorithmique ne fait pas partie des études développées lors de ce travail. Maintenant que le cahier des charges est fixé, nous allons détailler les différents types de composants variables que nous pouvons utiliser pour obtenir une adaptation d'impédance.

## 3.2. COMPOSANTS POUR DISPOSITIFS AGILES

Afin de réaliser un circuit d'adaptation, nous avons besoin de deux types de composants : des inductances et des capacités. Deux approches (distribuée ou localisée) étaient alors possibles. Mais avec une approche distribuée, la taille des composants aurait été trop importante : nous avons choisi de travailler avec des composants discrets. Pour concevoir un réseau d'accord, il est nécessaire qu'au moins l'un de ces deux types de composants soit variable. Nous allons donc étudier les différentes solutions permettant d'obtenir des inductances et des capacités accordables, afin de déterminer quels types de composants seront utilisés dans cette étude.

### 3.2.1. ÉTAT DE L'ART DES COMPOSANTS ACCORDABLES

#### 3.2.1.1. INDUCTANCES

Il existe deux possibilités principales pour la réalisation d'inductances variables : l'une consiste à utiliser des inductances fixes devant lesquelles sont placées des commutateurs : il est alors question d'inductances commutées ; l'alternative est d'utiliser des inductances actives.

Les inductances actives sont basées sur le principe du gyrateur, qui couple le courant sur l'un de ses ports et la tension sur l'autre et est donc un inverseur d'impédance. Ainsi, dans le cas de l'inductance active, la caractéristique courant-tension de la capacité intrinsèque du transistor est inversée et rend cette charge inductive. Plusieurs topologies d'inductances actives sont proposées en Figure 4 [11]. Les inductances actives ont l'avantage d'être de petite taille et programmables, mais elles sont notamment non linéaires et induisent une consommation supplémentaire. De plus, la gamme de fréquence de fonctionnement est limitée, en particulier au-dessus de 1 GHz [12, 13].

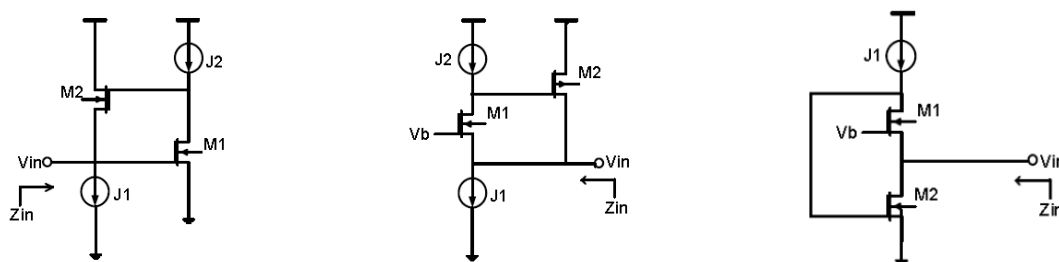


Figure 4 : Exemples de topologies d'inductances actives [11]

Quant aux inductances commutées, elles vont nécessiter l'intégration de plusieurs inductances ou la commutation entre différents enroulements. Ce principe peut être utilisé avec des inductances utilisant un commutateur en technologie MEMs (*MicroElectroMechanical systems*) [14] ou CMOS (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*) [15], mais l'encombrement et les performances accessibles restent des limitations majeures. Ainsi, en [15], le TR (*Tuning Ratio*, rapport entre les valeurs maximale et minimale possibles) vaut 1,6, pour une surface de 1,7 mm<sup>2</sup> et un facteur de qualité Q compris entre 15 et 18 (@3,5 GHz). Cette valeur de TR est assez faible comparée à celles atteignables pour des capacités (>10).



Figure 5 : Exemples d'inductances commutées (a) en technologie MEMs, (b) en technologie CMOS

Ces deux types d'inductances (actives et commutées) ne peuvent donc pas être utilisés dans notre application, qui nécessite une bonne linéarité des composants (évolution de la puissance de sortie d'un composant en fonction de sa puissance d'entrée), une consommation et une surface les plus faibles possibles, ainsi qu'une valeur de TR élevée ( $TR=10$ ), un facteur de qualité suffisant ( $Q > 20@2\text{GHz}$ ) et une tenue en puissance supérieure à 33 dBm. Nous allons donc utiliser des inductances fixes et réaliser l'accordabilité du réseau d'adaptation grâce à l'utilisation de capacités variables.

### 3.2.1.2. CAPACITES

Pour les capacités variables, les quatre alternatives principales sont les suivantes :

- Capacités variables de type ferroélectrique, réalisée en BST (*Barium Strontium Titanate*), commercialisées notamment par STMicroelectronics [16] et Paratek [17] ;
- Capacités intégrées sur Silicium, avec une commande analogique pour les varicaps (fabriquées par STMicroelectronics par exemple [18]) ou digitale pour les DTCs (*Digitally Tunable Capacitor*). Ces dernières peuvent être réalisées en technologie CMOS SOI (*Silicon On Insulator*) ou SOS (*Silicon On Sapphire*) et sont vendues respectivement par STMicroelectronics [19] et Peregrine [2] ;
- Capacités commutées en technologie III/V, par exemple les SSC (*Switchable Step Capacitor*), proposées par Sony [20] ;
- Capacités MEMs-RF, dont les principaux vendeurs sont Wispy [21] et Cavendish Kinetics [22].

Le Tableau 1 suivant permet de comparer qualitativement ces différentes solutions, selon les critères définis dans la partie précédente :

	Paramètres clés	Silicium		III/V	MEMs-RF	BST
		DTC SOI/SOS	Varicap MOS/diode			
Facteur de mérite	<b>Tuning Ratio TR</b>	Élevé	Moyen	Élevé	Élevé	Faible
	<b>Facteur de qualité Q</b>	+	+	++	+++	+++
	<b>Tension d'alimentation</b>	++	++	+	--	--
	<b>Tenue en puissance</b>	+	--	+	+++	++
	<b>Linéarité</b>	++	++	++	+++	+++
Implémentation	<b>Fiabilité</b>	++	++	++	-	-
	<b>Coût</b>	++	++	--	-	+
	<b>Taille du package</b>	Petite	Petite	Petite	Grande	Grande

Tableau 1 : Comparaison entre les différentes technologies de capacités variables [19, 23]

Il n'est pas possible d'utiliser des varicaps, car ces composants ne supportent pas la puissance de 33,5 dBm nécessaire pour le fonctionnement en GSM (il est admis que la tension supportée par un transistor MOS est de l'ordre de 2,5 V). Les composants MEMs-RF ne semblaient pas une option envisageable au début de ce travail de thèse, car il est encore nécessaire d'améliorer leur fiabilité (principalement le *packaging* du composant) et les tensions d'activation (de l'ordre de 50-100V [24]) nécessitent l'ajout d'un circuit supplémentaire, ce qui induit une pénalité concernant la taille du composant. Quant aux capacités réalisées en matériau BST, elles ont un TR assez faible qui ne permet pas d'obtenir l'accordabilité désirée. Comme les MEMs, elles nécessitent un circuit additionnel. Les capacités commutées en technologie III/V n'ont pas été retenues car leur coût de fabrication est supérieur à celui des DTCs en technologie CMOS SOI (d'une manière analogue au commutateur d'antenne).

Le meilleur compromis semble donc être la DTC qui satisfait les critères de tenue en puissance, de faible coût et de bonne linéarité, même si elle présente des facteurs de qualité plus modérés ( $Q \sim 30 @ 2\text{GHz}$ ) que ceux proposés par d'autres technologies.

### 3.2.2. COMPOSANTS UTILISES POUR LA CONCEPTION DU TUNER

La partie précédente présentait une revue de l'état de l'art des composants accordables actuellement disponibles. A l'issue de celle-ci, nous avons conclu que la composante variable serait assurée grâce à des capacités de type DTC, alors que les inductances seront fixes. Les composants utilisés pour la conception du tuner vont donc être décrits plus précisément dans cette partie.

#### 3.2.2.1. CAPACITES VARIABLES

##### 3.2.2.1.1. PRINCIPE DES CAPACITES COMMUTABLES DE PUISSANCE UTILISEES

Pour l'intégration des capacités commutables de puissance, nous avons choisi la technologie CMOS SOI 0,13  $\mu\text{m}$  de STMicroelectronics, qui est utilisée industriellement pour les commutateurs d'antenne [10]. Afin d'obtenir une gamme d'impédance d'accord uniformément répartie, la valeur de la capacité  $n$  sera le double de la capacité  $n-1$ . Nous avons donc  $C_n = 2C_{n-1}$ , comme l'illustre la Figure 6.

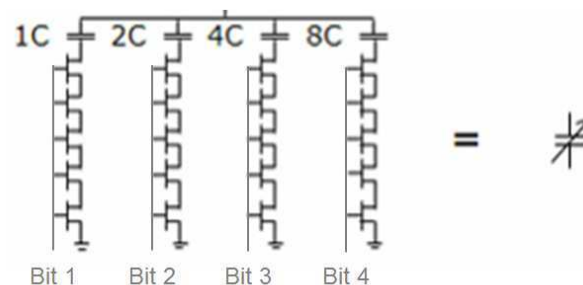


Figure 6 : Architecture d'une capacité commutée de puissance

Deux parties peuvent être distinguées dans cette capacité commutée : la capacité elle-même, réalisée avec une capacité de type MIM (Métal-Isolant-Métal) ou MOM (Métal-Oxyde-Métal) et la partie de commutation, implémentée grâce à 5 transistors MOS empilés. Il est nécessaire de mettre en série 5 transistors, car chacun ne peut supporter qu'une tension de 2,5 V. Or pour les applications visées, il faut garantir une tenue en puissance de 33,5 dBm en sortie, ce qui correspond à une puissance  $P$  de 2,2 W. Nous avons  $U = \sqrt{PR}$ , soit  $U=10,6$  V sous  $R=50$  Ohms avec  $P=2,2$  W.

Nous allons donc utiliser 5 transistors, permettant de tenir 12,5 V, ce qui est bien supérieur à la tension de 10,6 V nécessaire.

La tension appliquée sur la grille des transistors (-1,5 V ou 2,5 V) permet d'ouvrir ou de fermer l'interrupteur formé par les 5 transistors. Ainsi, lorsqu'une tension de 2,5 V est appliquée en entrée, le transistor est équivalent à un interrupteur fermé, comme le montre la Figure 7-a. La capacité MIM est alors en série avec la résistance  $R_{ON}$  du transistor MOS : l'impédance peut donc être approximée par  $C_{MIM}$ , soit  $C_{ON}$ . Lorsque la tension d'entrée vaut -1,5 V, le transistor est équivalent à un interrupteur ouvert, comme illustré en Figure 7-b. Nous avons alors deux capacités en série : la capacité  $C_{MIM}$  et la capacité  $C_{OFF}$  du transistor. Mais la capacité  $C_{OFF}$  étant très petite, elle est prépondérante et la branche est équivalente à la capacité  $C_{OFF}$ . Cela signifie également qu'il est facile de réaliser des capacités avec un TR élevé, mais il est difficile d'atteindre des valeurs de TR inférieures à 3.



Figure 7 : Etats de la DTC (a) état pour  $V_g=2,5V$ , (b) état pour  $V_g=-1,5V$

En pratique, les capacités commutables (Figure 8-a) sont plutôt implémentées comme présenté en Figure 8-b, illustrant le cas d'une DTC à 2 bits. Les deux architectures sont complètement équivalentes, mais la deuxième est bien plus facile à concevoir, puisqu'elle est réalisée par matriçage d'une capacité élémentaire.

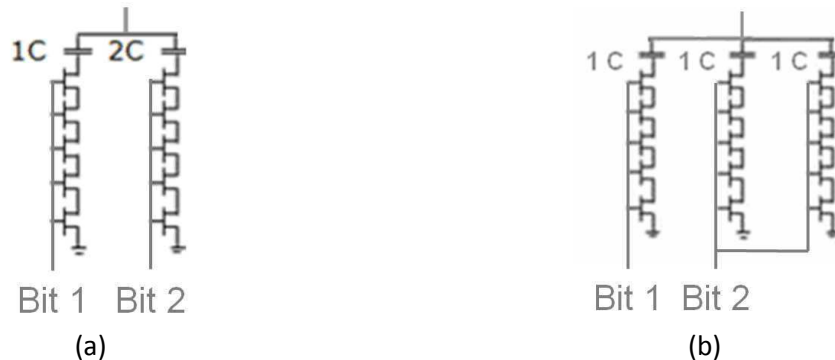


Figure 8 : Exemple d'une DTC à 2 bits (a) implémentation théorique, (b) implémentation réelle

En considérant l'architecture de la Figure 8, les quatre états possibles sont présentés dans le Tableau 2. Ils correspondent donc à l'activation d'une, deux, trois ou aucune des capacités élémentaires en parallèle.

Etat du commutateur de $C_1$ (1C)	Etat du commutateur de $C_2$ (2C)	Capacité équivalente
Ouvert (bit =0)	Ouvert (bit =0)	$3C_{OFF}$
Fermé (bit =1)	Ouvert (bit =0)	$C_{ON}$
Ouvert (bit =0)	Fermé (bit =1)	$2C_{ON}$
Fermé (bit =1)	Fermé (bit =1)	$3C_{ON}$

Tableau 2 : Différents états possibles pour une DTC à 2 bits



Pour simuler une DTC, il est nécessaire de connaître la longueur de la grille (fixée à 0,28  $\mu\text{m}$ ) ainsi que le développement du transistor. La résistance de commande de grille sera fixée à 60 k $\Omega$  (afin de s'assurer que cette dernière reste flottante). Pour la capacité MIM, sa valeur est déduite du calcul des 3 équations suivantes.

$$C_{OFF} = \frac{C_{min}}{2^n - 1} \quad \text{Équation 2}$$

$$C_{ON} = C_{OFF} + C_{step} \quad \text{Équation 3}$$

$$C_{Step} = \frac{C_{max} - C_{min}}{2^n - 1} \quad \text{Équation 4}$$

Où  $C_{min}$  et  $C_{max}$  sont les valeurs minimales et maximales de la DTC à  $n$  bits.

### 3.2.2.1.2. PERFORMANCES DES DTCS

Maintenant que nous avons défini le principe de fonctionnement d'une capacité commutable de puissance, nous allons décrire les performances des DTCS. Pour cela, nous allons utiliser l'exemple d'une DTC à 4 bits, variant entre 0,45 pF et 4,5 pF ( $TR=10$ ,  $C_{step}=0,27$  pF), réalisée en technologie CMOS SOI 0,13  $\mu\text{m}$  de STMicroelectronics. Lors des premières simulations de DTC, celle-ci a été modélisée par une capacité MIM et 5 transistors MOS. La DTC a alors été réalisée et mesurée seule. La Figure 9 suivante compare les valeurs obtenues en simulation et en mesure. Les différentes courbes correspondent aux 16 états de la DTC. Nous pouvons remarquer des différences importantes entre la simulation et la mesure, dues aux parasites qui ne sont pas pris en compte dans la simulation initiale. Afin d'améliorer le flot de simulation existant (décrit par la suite), nous avons cherché à approcher le comportement réel de la DTC en proposant une prise en compte des parasites. Cette étude n'a pas comme objectif de proposer un modèle universel et complet de DTC, mais d'approcher de manière plus réaliste les performances d'un tel composant.

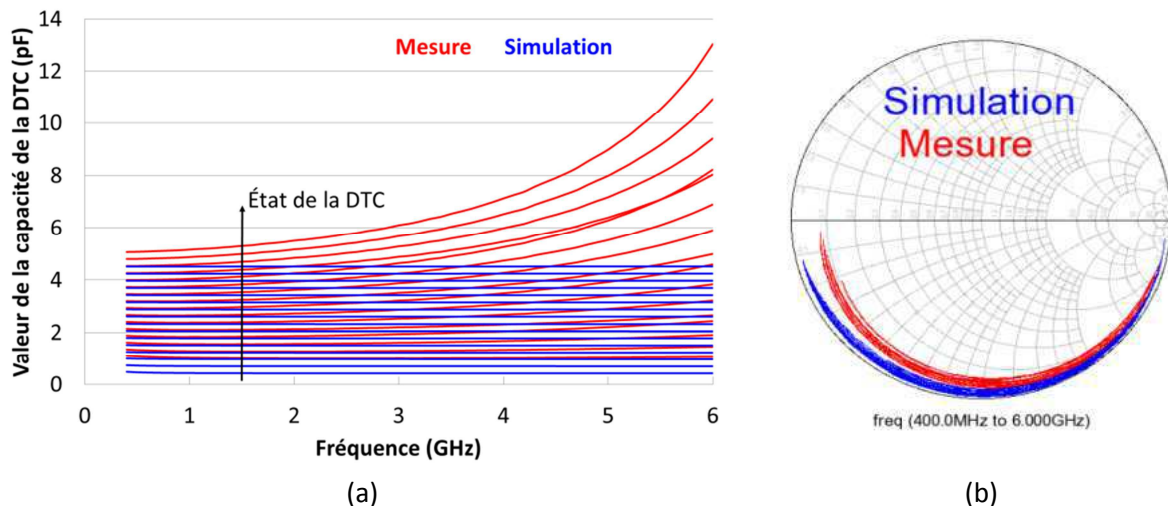


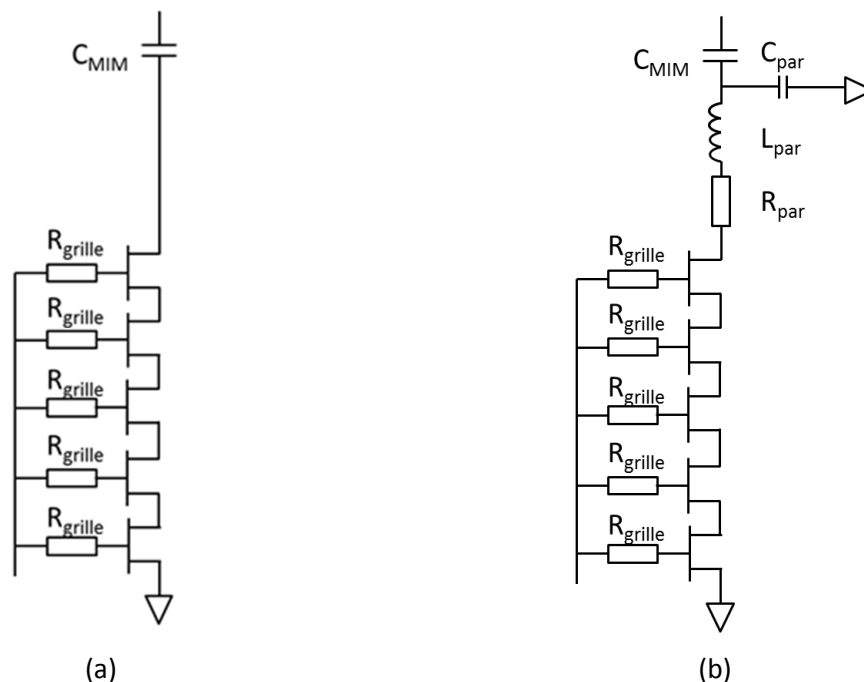
Figure 9 : Comparaison simulation-mesure de la valeur de la DTC en fonction de la fréquence  
(a) échelle linéaire, (b) représentation sur l'abaque de Smith

Le développement total du transistor unitaire utilisé ici est de 11 mm. Ce transistor MOS est répliqué 5 fois pour les questions de tenue en puissance mentionnées précédemment, et cette structure de 5 transistors est répliquée 15 fois afin d'obtenir la DTC à 4 bits. Le routage des transistors n'ayant pas du tout été pris en compte lors des simulations initiales (cf. Figure 10-a) et

étant donné la longueur d'interconnexion mise en jeu, nous pouvons d'ores et déjà prévoir que celui-ci introduit des parasites :

- capacitifs, entre les doigts, qui dans le cas présent correspondent à une capacité vers la masse, la structure étant mesurée en un port ;
- inductifs, dus à la longueur déployée des interconnexions pour le routage des doigts constituant le transistor unitaire;
- résistifs, dus également aux interconnexions pour le routage des doigts constituant le transistor unitaire;

Nous allons donc introduire une capacité  $C_{par}$ , une inductance  $L_{par}$  et une résistance  $R_{par}$  pour prendre en compte le routage des cinq transistors, comme illustré en Figure 10-b (schéma équivalent dont les composants sont détaillés par la suite). De plus, nous prendrons en compte à l'échelle de la DTC complète les parasites liés à la ligne centrale qui distribue les 15 cellules élémentaires mentionnées précédemment.



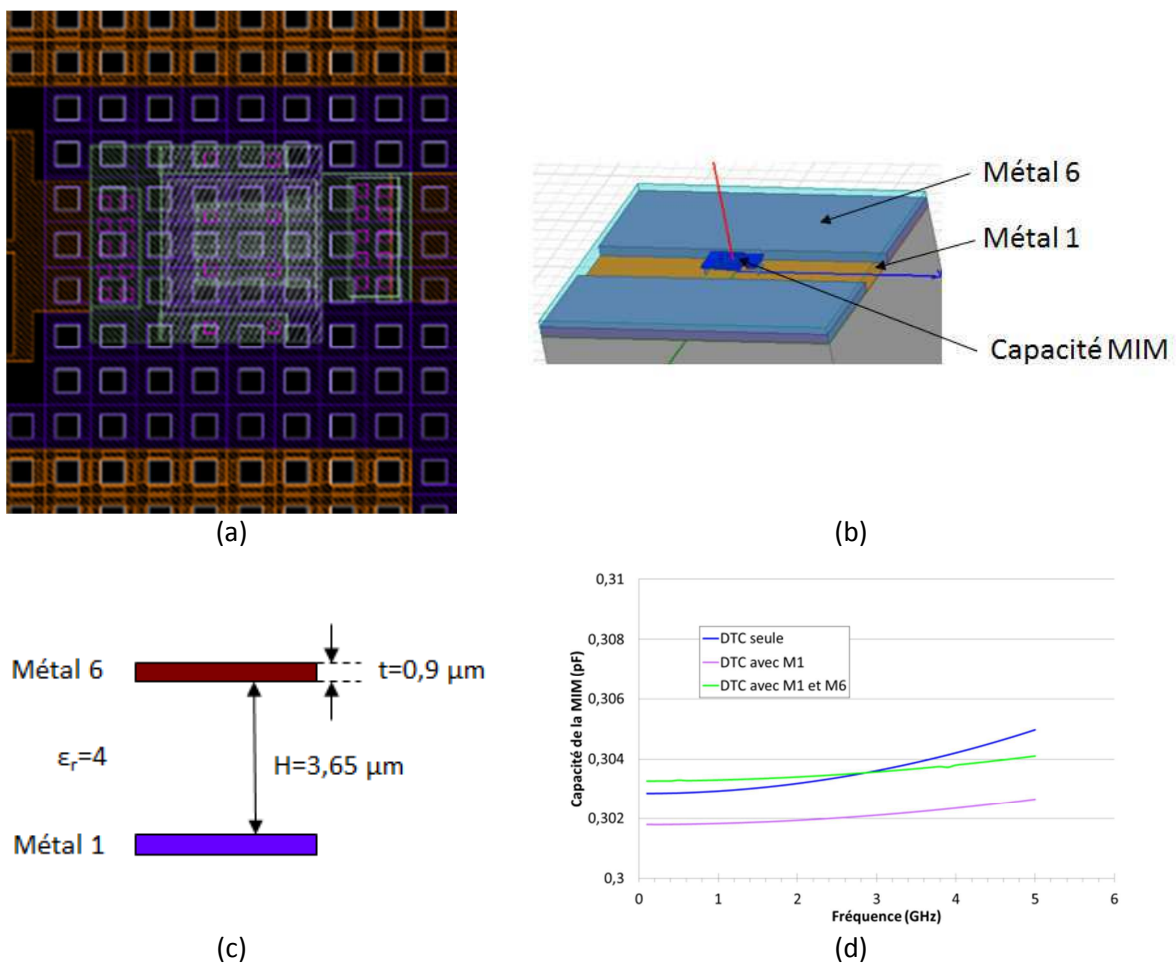
**Figure 10 : Modélisation d'une cellule élémentaire de la DTC (a) simulations initiales, (b) rétro-simulations utilisant un schéma équivalent prenant en compte les parasites**

La première différence majeure que nous pouvons remarquer entre les DTCs simulées et les DTCs mesurées concerne le décalage de toutes les capacités d'une valeur proche de 0,6 pF. Les valeurs obtenues pour la DTC mesurée ( $C_{min}=1,102$  pF,  $C_{max}=5,067$  pF) sont en effet plus élevées que celles simulées. L'effet parasite qui décale toutes les valeurs est donc un effet capacitif en parallèle de la DTC ( $C_{step}\sim 0,26$  pF est similaire en simulations et en mesures).

Cette valeur peut avoir plusieurs sources. La première hypothèse que nous avons voulu vérifier concerne l'effet éventuel de l'environnement de la capacité MIM. En effet, comme détaillé sur la Figure 11-a, sous la capacité MIM utilisée dans les DTCs se trouve (en violet foncé) un plan de masse en métal 1 (utilisé pour le retour de masse) et la capacité MIM est également entourée de Métal 6 (Figure 11-a en orange). Ces couches de métallisation n'ont pas été prises en compte lors de la simulation électrique avec le logiciel ADS (*Advanced Design System* [25]), car elles ne font pas partie du composant élémentaire mais de son environnement. La Figure 11-b présente la simulation électromagnétique (par éléments finis) de la capacité MIM réalisée avec le logiciel HFSS (*High*

*Frequency Structure Simulator* [26]), considérant le métal 1 et le métal 6 (cf. Figure 11-c) à proximité de la capacité MIM. Les résultats sont reportés en Figure 11-d. Nous pouvons donc en conclure que la présence du plan de masse induit une capacité parasite parallèle, qui diminue la valeur de la capacité totale de la MIM. Celle-ci est cependant presque entièrement compensée par la présence du Métal 6. La différence entre les deux simulations est faible, mais elle est répliquée dans chaque cellule élémentaire de la DTC, soit 15 fois.

En remplaçant le modèle de la capacité MIM par les paramètres S simulés sous HFSS, nous pouvons prendre en compte l'effet de l'environnement de celle-ci. Cependant cette contribution n'est pas la partie la plus importante de la capacité parasite observée. En effet, comme nous l'avons mentionné précédemment, le routage des transistors n'est pas pris en compte.



**Figure 11 : Modélisation de l'environnement réel de la MIM (a) layout, (b) simulation électromagnétique, (c) coupe technologique, (d) comparaison de la valeur de la capacité de la MIM selon l'environnement**

Les interconnexions de l'ensemble des transistors de chaque cellule élémentaire peuvent être modélisées par une capacité parallèle (extraite des mesures) de 40 fF par cellule élémentaire (15 cellules élémentaires pour 16 bits), ce qui représente donc 8 fF par transistors MOS. La prise en compte des effets capacitifs permet d'obtenir les rétro-simulations présentées en Figure 12. La différence résiduelle entre la rétro-simulation et la mesure est illustrée en Figure 13 : elle met en évidence le phénomène de résonance hors bande, qui induit une variation de la valeur de la capacité mesurée en fonction de la fréquence. Celui-ci est d'autant plus fort que l'état de la DTC (soit le nombre de bits activés) et que la fréquence augmentent.

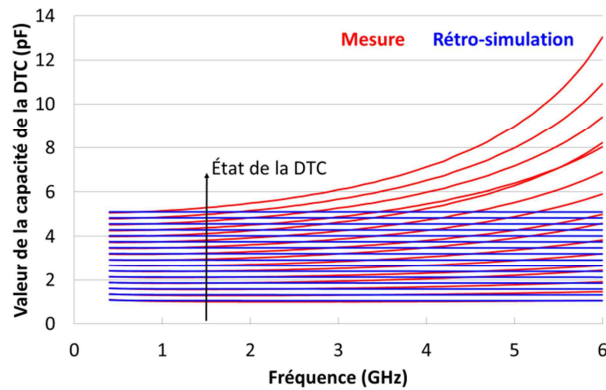


Figure 12 : Comparaison des rétro-simulations et des mesures prenant en compte les capacités parasites

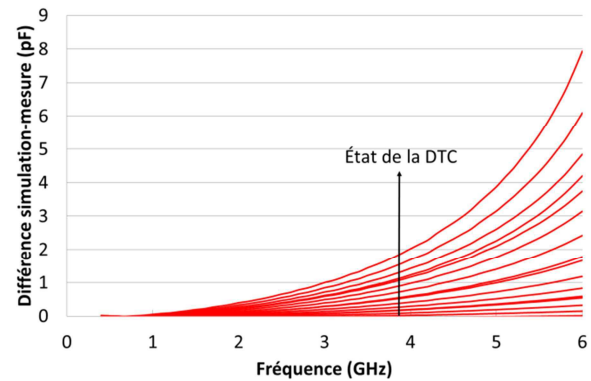


Figure 13 : Différence résiduelle entre la rétro-simulation et la mesure

Ce phénomène s'explique facilement car du point de vue inductif, les interconnexions ne sont pas du tout prises en compte dans la simulation initiale de la DTC. Ainsi, sous ADS, les 5 transistors en série et la capacité MIM sont directement reliés électriquement, sans prendre en compte les portions de lignes de transmission présentes. De même, les différents bits entre eux ne sont pas liés non plus par des lignes de transmission.

Cette situation n'est pas fidèle à la réalité (Figure 14-a et c) : il est donc nécessaire d'ajouter des lignes de transmissions ainsi que des composants modélisant des jonctions en T et en croix pour modéliser la ligne de transmission centrale (Figure 14-a en bleu et vert, Figure 14-b). Les longueurs réelles sont ainsi reportées sous ADS. Pour prendre en compte, de manière simple, le routage des transistors, les interconnexions séries entre les 5 transistors, et l'interconnexion capacité MIM-transistor, nous avons ajouté une inductance globale nommée  $L_{par}$  (cf. Figure 10-b).

Les résultats des DTCs mesurées nous ont permis d'estimer cette valeur à 400 pH. Un calcul utilisant la formule de Grover [27], reportée en [28], permet d'estimer les inductances de chaque transistor à 60 pH soit 300 pH pour la structure totale comprenant les 5 transistors séries pour les questions de tenue en puissance. Mais cette valeur ne prend en compte ni les inductances mutuelles, ni les petits tronçons de lignes reliant les transistors et la capacité.

En prenant en considération l'ensemble de ces paramètres, la valeur estimée de 400 pH semble cohérente. Nous pouvons également noter que les lignes diminuent la capacité parallèle parasite par cellule élémentaire qui est alors estimée à 20 fF (soit 4 fF par transistor ayant un développement de 11 mm).

Les résultats obtenus avec une modélisation des capacités et des inductances parasites sont reportés en Figure 15.



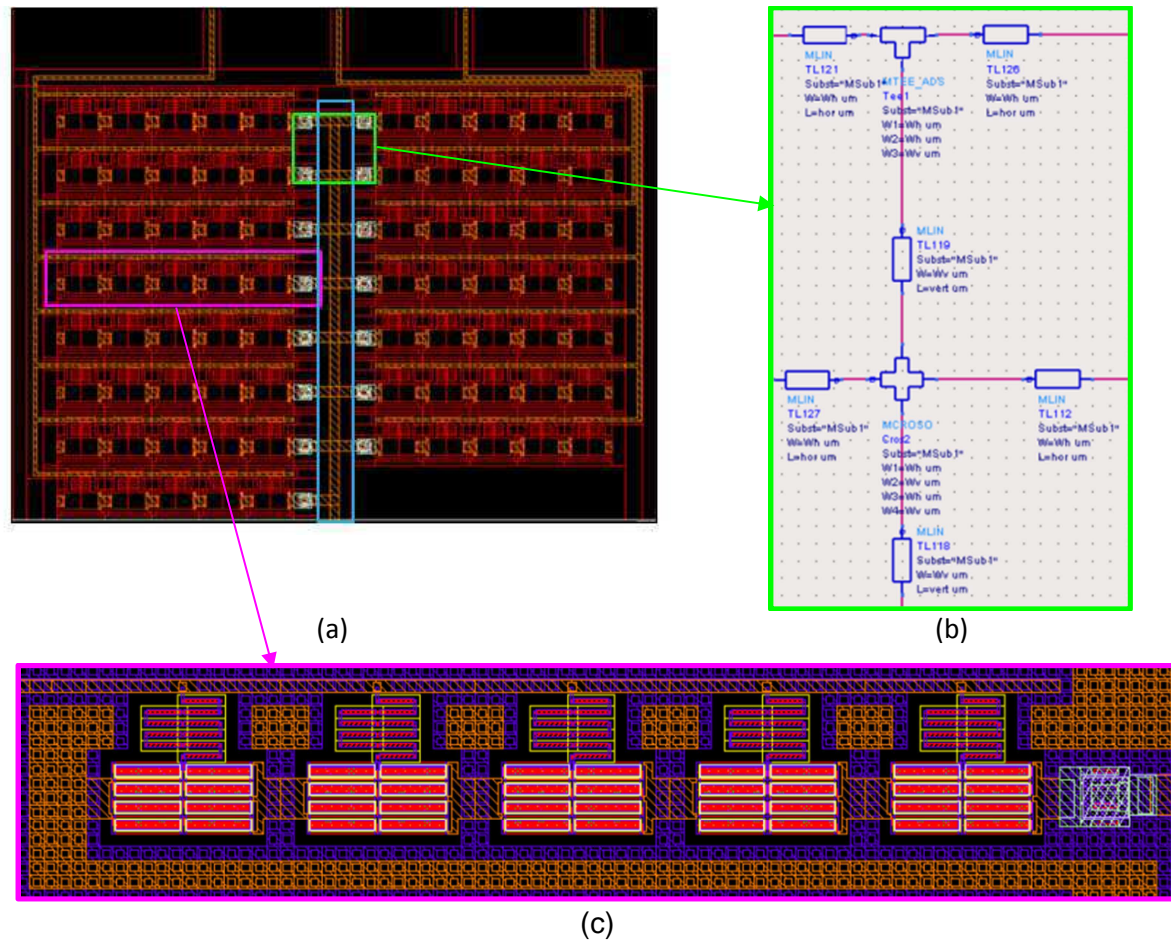


Figure 14 : Modélisation de la DTC (a) vue globale du *layout*, (b) modélisation de la ligne de transmission centrale, (c) zoom sur le *layout* d'une cellule élémentaire

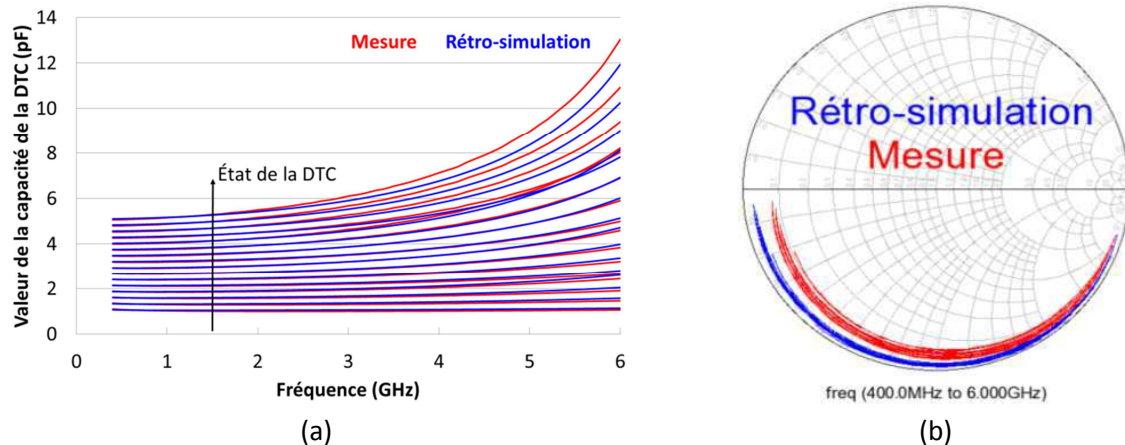
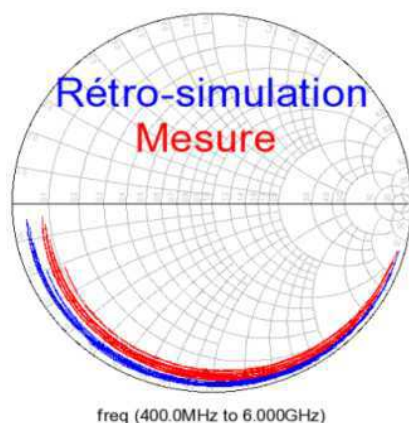


Figure 15 : Comparaison rétro-simulation (capacité/inductance)-mesure de la valeur de la DTC en fonction de la fréquence (a) échelle linéaire, (b) représentation sur l'abaque de Smith

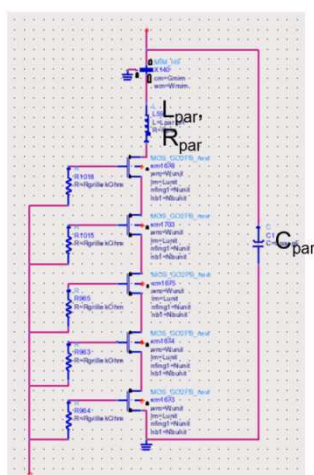
Les modélisations des parties capacitives et inductives précédentes ont permis d'améliorer la modélisation de la DTC, mais il reste des différences entre la rétro-simulation et la mesure. En particulier, sur l'abaque de Smith (Figure 15-b), nous pouvons observer que les paramètres S mesurés rentrent dans l'abaque et ne sont pas collés au bord de ce dernier. Ceci est dû à des pertes : il est donc nécessaire de prendre en compte une contribution de type résistif. Le premier élément à considérer est la conductivité des lignes. Initialement, nous avons simulé une valeur de  $4,7 \times 10^7$  S/m. Mais le DRM (*Design Rule Manual*) indique que dans le pire cas, la conductivité peut être divisée

par 2. En prenant en compte cette nouvelle valeur, nous pouvons expliquer une petite partie des pertes observées (Figure 16).

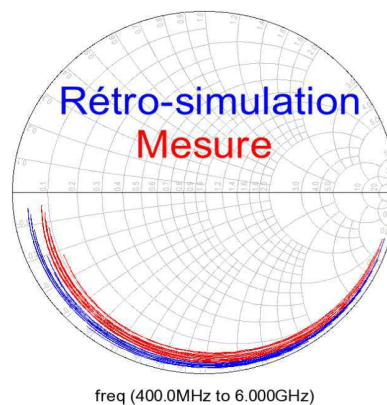


**Figure 16 : Comparaison rétro-simulation (capacité/inductance/ conductivité des lignes)-mesure de la valeur de la DTC en fonction de la fréquence**

L'autre partie des pertes peut être expliquée par la résistance présentée par les interconnexions (appelée  $R_{par}$ , cf. Figure 17 ), c'est-à-dire la partie résistive du routage des transistors. En faisant abstraction du caractère fortement interdigité des interconnexions du transistor unitaire, un calcul au premier ordre a été mené, en assimilant la résistance d'interconnexion à 3 doigts de  $1\ \mu\text{m}$  de largeur et de  $50\ \mu\text{m}$  de longueur (répliqué 5 fois). La résistance carrée décrite dans le DRM permet d'estimer une résistance de 2,5 Ohms : nous avons donc fixé  $R_{par} = 2,5\ \text{Ohms}$ . Après la prise en compte de ce parasite supplémentaire, nous obtenons les courbes de la Figure 18.



**Figure 17 : Modélisation finale d'une cellule élémentaire**



**Figure 18 : Comparaison rétro-simulation (capacité/inductance/ conductivité des lignes /  $R_{par}$ ) - mesure de la valeur de la DTC en fonction de la fréquence**

Nous pouvons observer qu'il semble manquer une contribution résistive. Nous avons ajouté une résistance globale d'accès de 2 Ohms (nommée  $R_{acc}$ , illustrée en Figure 19), dont la valeur n'a pas pu être expliquée physiquement pour l'instant. La modélisation a cependant été jugée suffisante pour les études sur le tuner et des études sont actuellement en cours sur le site de STMicroelectronics afin d'optimiser cet effet.

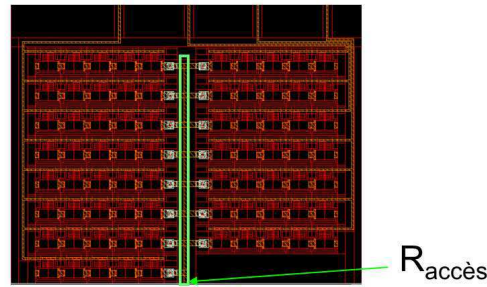


Figure 19 : Placement de la résistance d'accès

En conclusion, nous pouvons dire que plusieurs paramètres sont à prendre en compte pour modéliser correctement le comportement de la DTC insérée dans le tuner. Il faut en effet considérer les dimensions des lignes d'interconnexions centrales, les paramètres  $S$  simulés sous HFSS de la capacité MIM avec son véritable environnement, la prise en compte de simulations statistiques de la conductivité mais aussi ajouter :

- une capacité en parallèle de chaque cellule élémentaire, prenant en compte la capacité parasite due au routage des transistors, d'une valeur  $C_{par} = 0,02$  pF, soit 4 fF par transistor MOS : ces derniers mesurant dans le cas présent 11 mm, cette contribution semble difficile à optimiser ;
- une inductance parasite  $L_{par}$ , placée entre les transistors MOS et la capacité MIM dans chaque cellule élémentaire, représentant la partie inductive du routage des transistors (ayant un développement unitaire de 11 mm), de valeur 400 pH ;
- une résistance  $R_{par}$  de 2,5 Ohm, due au routage des transistors, placée entre les transistors MOS et la capacité MIM dans chaque cellule élémentaire ;
- une résistance d'accès globale  $R_{accès}$  de 2 Ohms, dont l'origine physique reste à expliquer : ce dernier paramètre représente un axe d'amélioration du facteur de qualité du composant.

Nous pouvons alors obtenir les rétro-simulations présentées en Figure 20, qui permettent de reproduire au premier ordre le comportement des DTCs. Il reste des différences lorsque la fréquence augmente, mais cette modélisation a été jugée suffisante dans le cadre de la thèse pour approcher avec une précision appropriée les performances atteignables avec cette DTC.

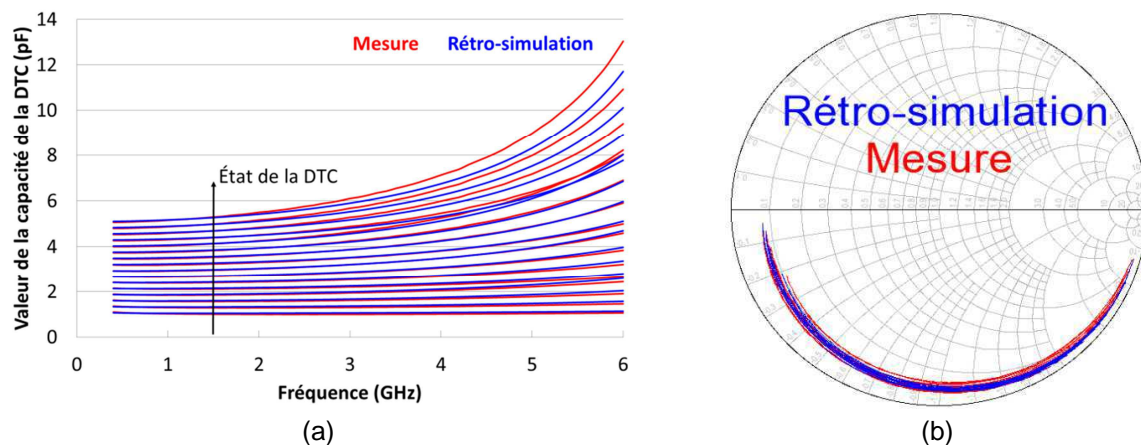


Figure 20 : Comparaison rétro-simulation (capacité/inductance/résistance)-mesure de la valeur de la DTC en fonction de la fréquence (a) échelle linéaire, (b) représentation sur l'abaque de Smith

Maintenant que nous avons étudié le principe de fonctionnement des capacités variables, estimé les performances atteignables et pris en compte les effets parasites dus au *layout*, nous pouvons nous intéresser au deuxième type de composants que nous allons utiliser pour la conception des tuners : les inductances.

### 3.2.2.2. INDUCTANCES FIXES

Nous avons montré précédemment que les inductances variables actuellement disponibles ne satisfaisaient pas le cahier des charges et nous avons par conséquent fait le choix d'utiliser des inductances fixes. Nous avons deux possibilités pour les réaliser :

- Utiliser des inductances intégrées en CMOS SOI. Ceci permet de fournir un tuner tout intégré, ce qui simplifie la prise en compte des effets parasites et réduit les coûts d'assemblage. Cependant, les facteurs de qualité sont limités dans les technologies silicium. Par exemple, une inductance de 1,5 nH a un facteur de qualité de 21,5@2,7 GHz alors qu'une inductance CMS équivalente présente un facteur de qualité égal à 70 [29]. Les inductances en CMOS SOI ont d'autant plus d'intérêt que la fréquence de fonctionnement est élevée car les valeurs d'inductances utilisées sont faibles. Dans ce cas, la taille des inductances SOI est réduite (pour l'exemple précédent :  $400 \times 400 \mu\text{m}^2$ ), ce qui permet de réduire la surface de silicium utilisée. Dans la bande basse, il est préférable d'utiliser des inductances CMS.
- Utiliser des inductances de type CMS (Composant Montés en Surface), qui nécessitent la réalisation d'un module, avec des lignes d'interconnexion pour relier la partie capacitive en CMOS SOI et la partie inductive en CMS.

Les deux approches seront évaluées dans cette thèse et seront détaillées par la suite. Les composants que nous allons utiliser ayant été décrits, nous allons maintenant nous intéresser à la conception du tuner proprement dit.

## 3.3. CONCEPTION DE TUNER D'ANTENNE

La première étape dans la conception du tuner consiste à déterminer la topologie de réseau d'adaptation que nous allons utiliser. Pour cela, nous avons recherché dans la littérature les différentes architectures utilisées pour ce type de circuit. Nous avons ensuite mis en place une méthodologie, permettant de choisir la topologie à utiliser.

### 3.3.1. TOPOLOGIES DE TUNERS D'ANTENNE UTILISES DANS LA LITTÉRATURE

Différentes structures de tuners sont présentées dans la littérature. Les plus souvent citées sont les structures en L (Figure 21), en L cascadié (Figure 22), en T (Figure 23) et en pi à l'ordre 3 (Figure 24) ou 5 (Figure 25).

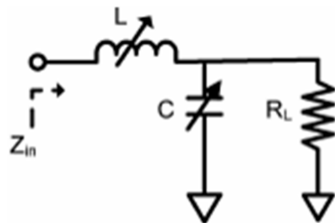


Figure 21 : Structure en L [9]

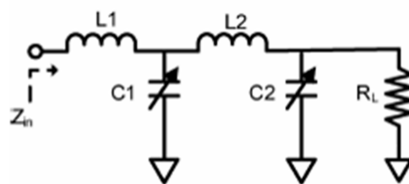


Figure 22 : Structure en L cascadié [9]

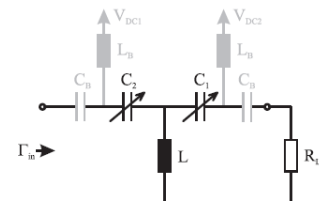


Figure 23 : Structure en T [30]





Figure 24 : Structures en pi à l'ordre 3 (a) avec inductance fixe [9], (b) avec inductance variable (non réalisée) [31]

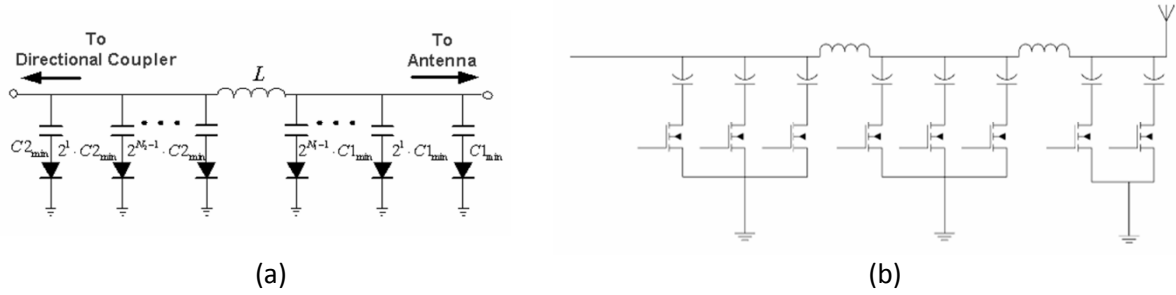


Figure 25 : Structures en pi à l'ordre 5 (a) structure à une inductance [32], (b) structure à deux inductances [33]

Des structures plus originales comme l'adaptation à *stubs* (Figure 26), à double *stubs* (Figure 27), à transformateur couplé (Figure 28) ou à retard constant (Figure 29) sont également détaillées dans la bibliographie.

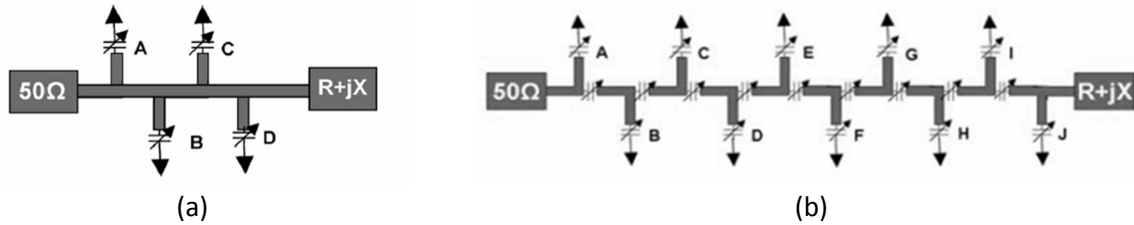


Figure 26 : Structures à stubs (a) sans varicap entre les stubs [34] (b) avec varicaps entre les stubs [32]

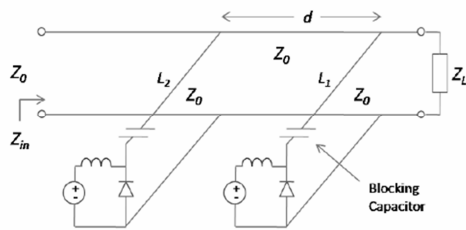


Figure 27: Structure à doubles stubs [35]

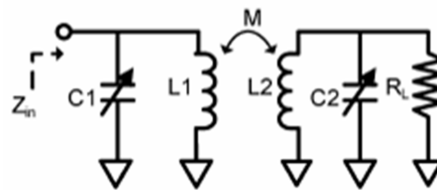


Figure 28: Structure à transformateur couplé [9]

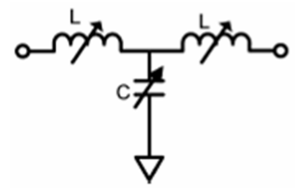


Figure 29: Structure à retard constant (non réalisée) [9]

Le Tableau 3 suivant dresse un bilan des avantages et des inconvénients des différentes topologies et est établi d'après les publications de la littérature citées précédemment ([9], [30]- [35]).

Topologies	Avantages	Inconvénients
L	- Simplicité	- Gamme d'accordabilité faible - Couverture partielle de l'abaque de Smith
Pi	- Simplicité - Couverture totale de l'abaque de Smith - Compacité - Nombre de composants faible - Linéarité - Grande précision (pour l'ordre 5)	- Pertes élevées
T	- Couverture totale de l'abaque de Smith - Compacité - Nombre de composants faible	- Limitation pour les hautes impédances - Distorsion
L Cascadé	- Simplicité - Couverture totale de l'abaque de Smith	- Pertes élevées
Transformateur couplé	- Accordabilité élevée	- Pertes élevées - Complexité
Retard constant	- Linéarité	- Pertes élevées - Complexité - Encombrement
Stubs et varicaps	- Simplicité	- Encombrement
Double stubs	- Couverture totale de l'abaque de Smith	- Encombrement

Tableau 3: Récapitulatif des avantages et inconvénients des différentes topologies

Les solutions à retard constant et celles nécessitant l'utilisation de *stubs* n'ont pas été retenues, car leur encombrement est trop important. Les transformateurs couplés ne seront pas étudiés non plus car la structure est trop complexe à concevoir.

Il est alors nécessaire de mettre en œuvre une méthode permettant de sélectionner la topologie en L, L cascadé, Pi ou T qui sera utilisée pour nos démonstrateurs. Celle-ci est décrite dans la partie suivante. Toutes les simulations en paramètres S suivantes ont été réalisées à partir de circuits modélisés avec le logiciel ADS (version 2011).

### 3.3.2. METHODE DE CONCEPTION UTILISEE POUR LA REALISATION DES DEMONSTRATEURS

Le but de cette étude est de déterminer la meilleure topologie de tuner, c'est-à-dire celle garantissant le plus faible VSWR en sortie du tuner (cf. Figure 30) et les plus faibles pertes d'insertion. Les performances liées à l'utilisation de différents réseaux LC sont ainsi comparées grâce au logiciel ADS, selon le schéma de la Figure 30. Le tuner est placé entre le module *front-end*, modélisé par une résistance 50 Ohms et l'antenne environnée, représentée par une impédance complexe variable en module ( $VSWR_{\text{antenne}}$ ) et en phase.

Une étude a montré que les topologies se comportent de manière linéaire, c'est-à-dire que si elles corrigent un  $VSWR_{\text{antenne}}$  de 5:1, elles corrigeront également un  $VSWR_{\text{antenne}}$  inférieur. Nous nous sommes donc limités aux tests considérant un  $VSWR_{\text{antenne}}$  de 5:1 dans les simulations. Quant à la phase, elle variera selon 12 états discrets équidistribués parmi les valeurs possibles, afin d'étudier toutes les zones de l'abaque de Smith. Cela correspond à un pas constant de 30 degrés entre deux points successifs.

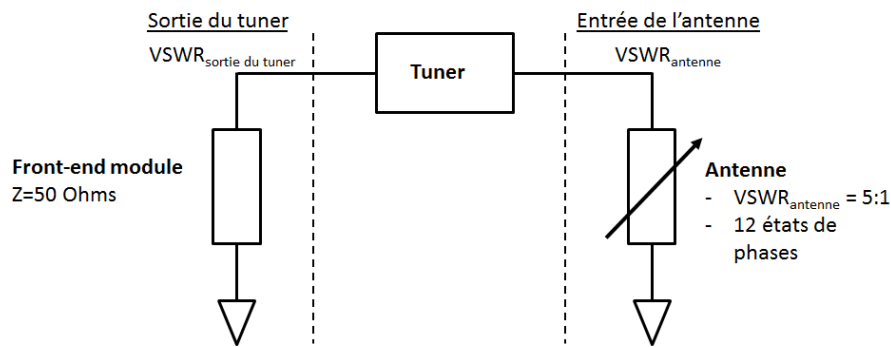


Figure 30 : Schéma de principe de la simulation

Le cahier des charges défini en 3.1.3. a mis en évidence deux points essentiels à traiter lors de la conception du tuner :

- Une bonne correction de la désadaptation, pour tout l'abaque. Pour un  $VSWR_{\text{antenne}}=5:1$ , le  $VSWR_{\text{sortie du tuner}}$  devra être inférieur à 2:1.
- De faibles pertes d'insertion : pour ce même  $VSWR_{\text{antenne}}$ , notre objectif est d'obtenir des pertes d'insertion inférieures à 1 dB (avec des modèles de composants idéaux).

Nous allons illustrer la démarche en considérant le cas d'un tuner comportant des composants fixes et deux capacités variables ayant 4 bits, soit 16 états chacune. Les 256 états ( $16^2$ ) possibles du tuner sont simulés à une fréquence donnée (choisie en centre de bande), pour une phase donnée ( $Z_{\text{antenne}}$  illustré en Figure 31-a). La constellation représentant les impédances obtenues en sortie du tuner est reportée en Figure 31-b. Elle permet de distinguer une configuration optimale parmi les 256 états du tuner, correspondant au point le plus proche du centre de l'abaque de Smith. Pour chaque phase, nous avons codé les équations permettant d'extraire automatiquement la position correspondant au  $VSWR_{\text{sortie du tuner}}$  minimal, c'est-à-dire au point le plus proche de 50 Ohms (Figure 31-b).

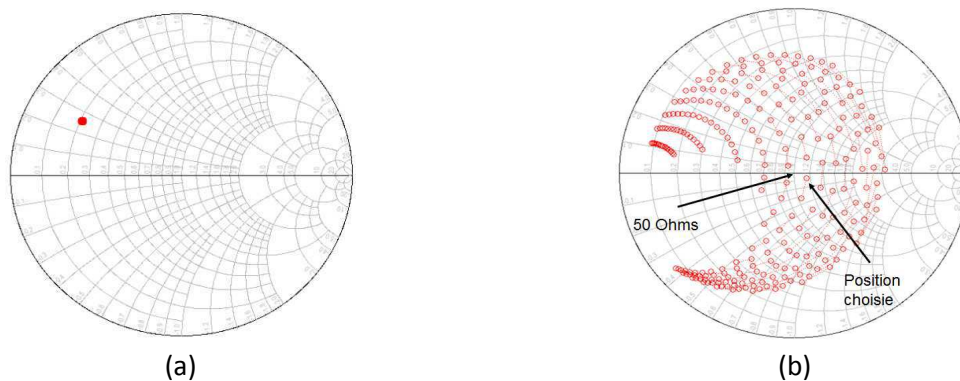
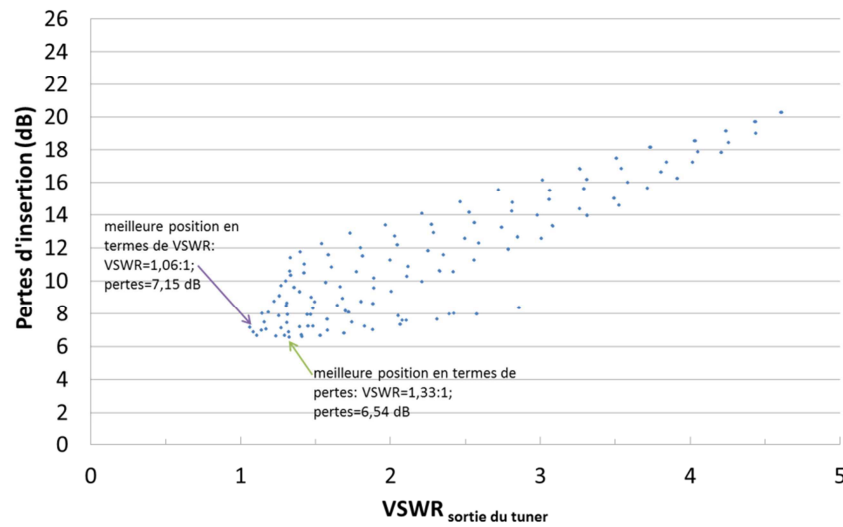


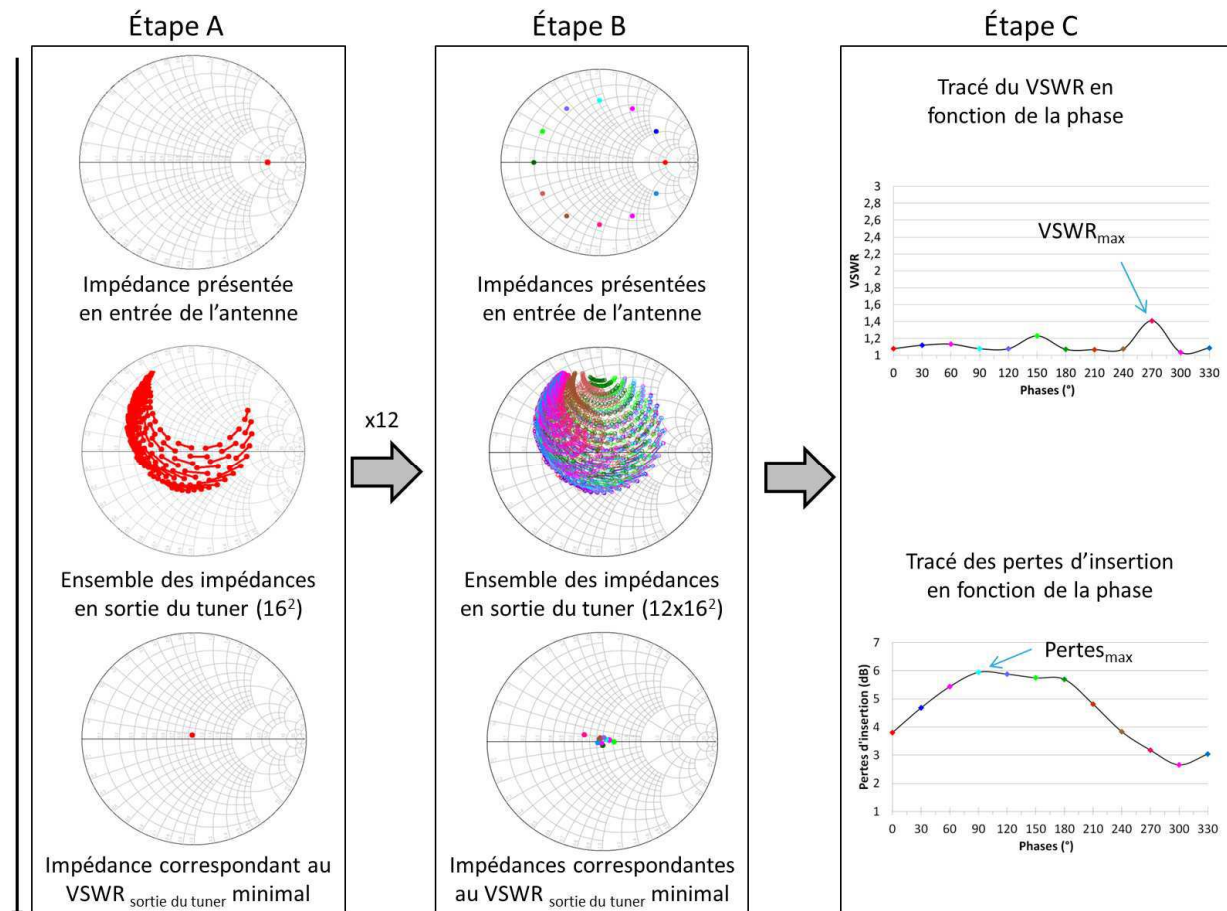
Figure 31: Schéma de principe de l'effet d'un tuner pour un  $VSWR_{\text{antenne}}=5:1$  et une phase quelconque  
(a)  $VSWR_{\text{antenne}}$  initial=5:1, phase=150°, (b) constellation obtenue en sortie du tuner

Dans ce cas, le  $VSWR_{\text{sortie du tuner}}$  est minimal, mais ce point ne correspond généralement pas aux pertes d'insertion minimales absolues, comme le montre la Figure 32. Nous pouvons cependant remarquer que la différence entre ces deux positions en termes de pertes d'insertion n'est pas très importante (quelques dixièmes de dB). Ce choix du meilleur  $VSWR_{\text{sortie du tuner}}$  pour une phase donnée correspond à l'étape A de la Figure 33.



**Figure 32 : Pertes d'insertion en fonction du  $VSWR_{\text{sortie du tuner}}$  pour les 256 positions du tuner ( $VSWR_{\text{antenne}}=5:1$ ,  $\text{phase}=0^\circ$ ) pour le démonstrateur tout intégré présenté en 3.4.2**

Pour tracer l'évolution du  $VSWR_{\text{sortie du tuner}}$  en fonction de la phase (12 positions discrètes dans notre cas), il faut donc réaliser cette analyse pour les différents points de phase étudiés : nous manipulons ainsi une matrice de taille  $12 \times 16^2$  éléments : c'est l'étape B de la Figure 33.



**Figure 33 : Illustration de la méthodologie complète**

En réalisant le tracé pour les douze points de phase discrets considérés, et en extrapolant pour les autres états de phases, les courbes présentées dans l'étape C de la Figure 33 sont obtenues. Pour les pertes d'insertion, le même principe est utilisé mais il faut effectuer le calcul du paramètre de transmission, en utilisant les positions du tuner extraites sur la base du critère d'un VSWR minimum. Il est alors possible d'extraire le  $VSWR_{\max}$  (parmi les minimums de  $VSWR_{\text{sortie du tuner}}$ ) et les pertes d'insertion  $Pertes_{\max}$ , sur la totalité des phases de cette courbe, afin de comparer rapidement des topologies.

Nous avons testé 23 topologies avec cette méthode, d'abord avec des éléments idéaux. Nous avons fixé le nombre de composants maximum à 5 et le nombre de composants variables à 2, pour limiter l'étude qui était déjà conséquente. Cela nous a permis de sélectionner certaines topologies pour le test avec des composants réalistes (inductances CMS, puis DTC en technologie CMOS SOI).

Nous avons alors déterminé que la meilleure topologie était celle en pi, à 5 composants où les deux capacités variables ( $C_{\text{var}}$ ) sont en parallèle avec les inductances fixes  $L$ , de mêmes valeurs. Les DTCs seront identiques, mais leurs états respectifs seront différents. Une capacité fixe centrale  $C_3$  de type MIM complète les deux résonateurs LC : la remplacer par une capacité variable n'était pas justifié car elle n'améliorait pas le VSWR, mais causait 1,5 dB de pertes d'insertion supplémentaires sur la bande étudiée. La topologie finale retenue est décrite en Figure 34.

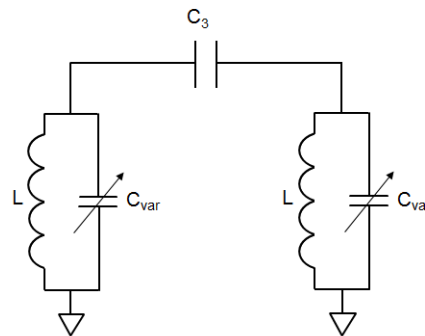


Figure 34 : Topologie en pi retenue pour la conception des tuners

### 3.4. PERFORMANCES DES TUNERS REALISES

La méthode précédente a été utilisée pour déterminer la topologie de tuner à concevoir, puis pour optimiser des différents démonstrateurs permettant de couvrir les bandes 3G ou 4G. La partie suivante va donc décrire la méthodologie de mesure utilisée pour caractériser les différents tuners fabriqués, ainsi que les performances obtenues. Nous détaillerons également les modifications réalisées sur les tuners, suite aux premiers résultats mesurés.

#### 3.4.1. METHODOLOGIE DE MESURES

Deux types de tuners ont été réalisés : des tuners tout-intégré, où les inductances sont intégrées sur silicium et des tuners réalisés sur module, où les inductances CMS sont reportées sur un PCB (*Printed Circuit Board*). Les réalisations doivent être caractérisées en paramètres  $S$ , afin de vérifier la bonne correction de la désadaptation et d'évaluer le niveau de pertes. Pour cela, deux méthodes de mesure (sous pointe et avec connecteur) ont été mises en place. Un dernier type de mesure doit également être effectué : il s'agit des mesures en grand signal, qui permettent de valider la bonne tenue en puissance des prototypes.

### 3.4.1.1. MESURES EN PARAMETRES S SOUS POINTES

Le tuner utilisant des inductances intégrées en SOI est caractérisé sous pointe. Son *layout* comporte un emplacement pour les sondes RF de type GSG (*Ground Signal Ground*), ainsi que des plots pour la carte à pointes pour l'alimentation DC des DTCs, comme illustré en Figure 35.

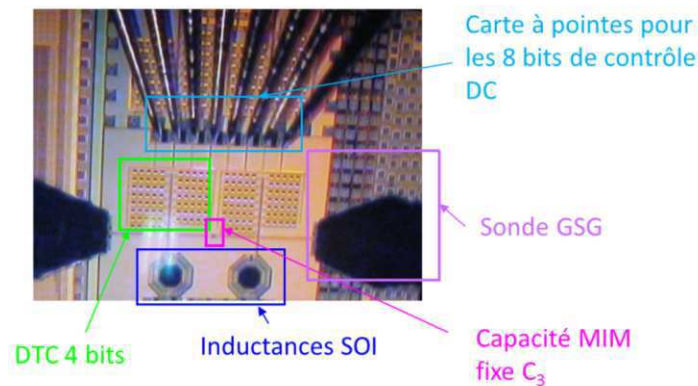


Figure 35 : Photographie d'un tuner tout intégré

Les caractérisations en paramètres S ont été réalisées avec un banc de mesure automatisé, sur le site de STMicroelectronics à Crolles. Les mesures sont effectuées entre 400 MHz et 6 GHz, par pas de 100 MHz, avec un analyseur de réseau vectoriel. Le banc de mesure est celui présenté sur la Figure 36. La Figure 37 montre un zoom sur la plaque de silicium : nous pouvons ainsi voir la carte à pointe, les deux sondes GSG ainsi que le tuner sous test.



Figure 36 : Banc de mesure utilisé

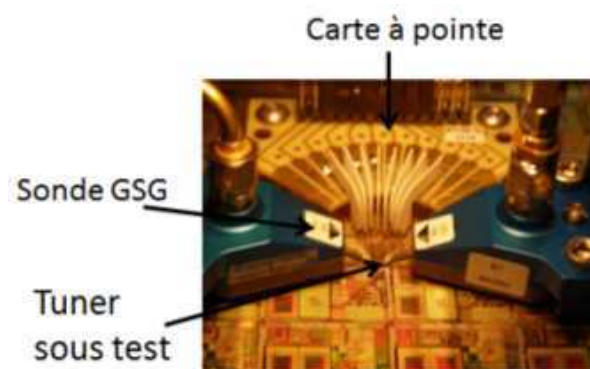


Figure 37 : Détail de la mesure sous pointes

La mesure est réalisée pour les 256 positions du tuner sous 50 Ohms. Pour cela, huit alimentations DC de type SMU/USM (*Source Measurement Unit/Unité de Source et Mesure*) sont commandées par un programme de test, développé spécifiquement par les ingénieurs du banc, afin de balayer toutes les positions de manière séquentielle et automatique. L'alimentation de chaque bit vaut ainsi alternativement -1,5 V et 2,5 V. Les 256 positions sont ensuite triées sous ADS avec la méthodologie expliquée en 3.3.2, afin d'extraire les meilleures positions mesurées sous l'impédance variable de l'antenne ( $VSWR_{\text{antenne}}=5:1$ , 12 états de phases), simulée sous ADS. Nous n'avons pas utilisé de tuners mécaniques pour présenter une charge variable, car ceux-ci ne nous auraient pas permis de présenter précisément les cas que nous avons choisi de simuler. De plus, nous aurions dû mesurer les 256 positions du tuner pour chaque charge présentée : cela aurait été beaucoup trop coûteux en temps.



### 3.4.1.2. MESURES EN PARAMETRES S AVEC CONNECTEURS

Pour les tuners avec les inductances CMS, le principe de mesure en paramètres S est le même que pour les tuners intégrés. La seule différence se trouve au niveau des alimentations DC et du signal RF. En effet, pour la partie RF, des connecteurs SMA (*SubMiniature version A*) ont été reportés en surface : il ne s'agit donc plus d'une mesure sous pointes, mais d'une mesure connectorisée. De même, l'alimentation DC est réalisée grâce à un connecteur monté en surface [36] et permet la connexion des huit fils d'alimentation. Un exemple de module est présenté en Figure 38.

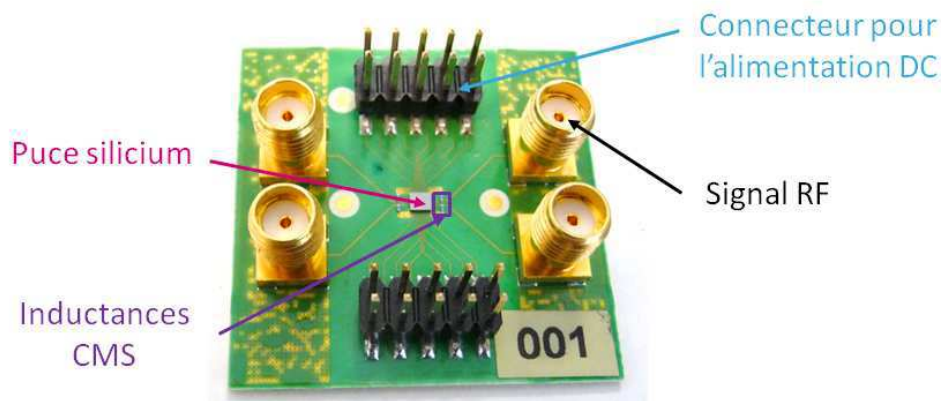


Figure 38 : Vue globale d'un module à deux tuners

### 3.4.1.3. MESURES EN PUISSANCE

Après les mesures en paramètres S, il est nécessaire de vérifier la bonne tenue en puissance des tuners. En effet, nous avons montré que les tuners devront supporter une puissance de 33,5 dBm dans le pire cas (GSM). Il est donc nécessaire de vérifier que même à cette puissance élevée, le tuner fonctionne toujours.

Par conséquent, nous allons tracer le point de compression à 1 dB du tuner. Pour cela, nous utilisons le système de mesure présenté en Figure 39. Celui-ci est illustré dans le cas d'un tuner connectorisé fonctionnant sur la bande 824-960 MHz. Le principe de la mesure consiste à relever les puissances de sortie obtenues pour les différentes puissances d'entrée imposées, pour une fréquence, dans une position du tuner donnée, sous 50 Ohms. Dans notre exemple, la fréquence a été fixée à 900 MHz et la polarisation des deux DTCS est identique (leurs capacités ont donc la même valeur). Comme le synthétiseur a une puissance maximum de 13 dBm, un amplificateur de puissance ayant 45 dB de gain est utilisé pour atteindre les puissances supérieures à 13 dBm. Le signal traverse alors deux filtres passe-bas en cascade, dont nous avons pu disposer pendant les expérimentations et dont la fréquence de coupure vaut 1,2 GHz. Cela permet de ne conserver que la fréquence fondamentale à 900 MHz et de supprimer les harmoniques. Deux filtres sont utilisés pour améliorer le filtrage (ordre supérieur). Des atténuateurs sont placés devant le puissance-mètre et l'analyseur de spectre afin de les protéger des fortes puissances mises en jeu lors de la mesure. Les mesures sont corrigées afin de se ramener dans le plan des pointes RF (*de-embedding*). Pour le tracé du point de compression, nous faisons varier la puissance en sortie du synthétiseur (ce qui change la puissance d'entrée du tuner), jusqu'à ce que la puissance de sortie du tuner devienne constante : c'est la compression.

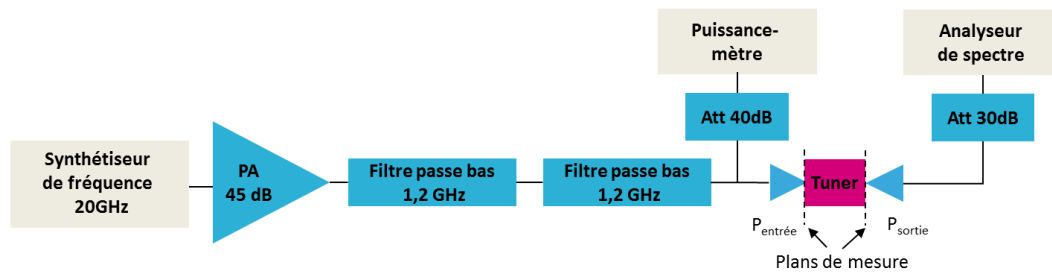


Figure 39 : Système de mesure de puissance

Cette partie nous a permis de décrire les méthodologies utilisées pour réaliser les mesures en petit et grand signal. Nous allons donc maintenant détailler les performances obtenues pour les prototypes, ainsi que les améliorations effectuées sur les démonstrateurs suite aux premières mesures.

### 3.4.2. PERFORMANCES DES TUNERS INTEGRES

Pour illustrer les performances des tuners intégrés, nous allons utiliser les résultats du tuner HB (*High Band*), fonctionnant sur la bande LTE européenne, c'est-à-dire entre 2500 et 2690 MHz (bande 7, qui inclut également la bande TDD 38).

#### 3.4.2.1. DESCRIPTION DU TUNER

Le tuner HB est réalisé en utilisant la topologie déterminée en 3.3.2. Il est donc composé de deux inductances fixes de valeur 1,5 nH, de deux capacités accordables de 4 bits, variant entre 0,45 et 4,5 pF (TR=10), et d'une capacité MIM fixe de 2,5 pF, comme illustré en Figure 40. Les impédances caractéristiques des lignes de transmission ont été dimensionnées à 50 Ohms. La puce (Figure 41) a une taille de 1,45 mm x 1,95 mm.

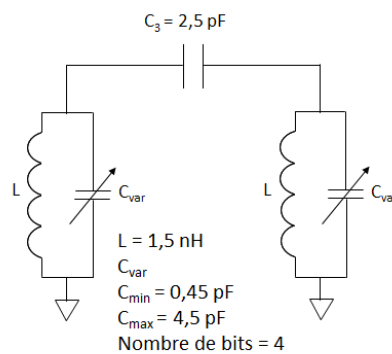


Figure 40 : Schéma électrique du tuner HB

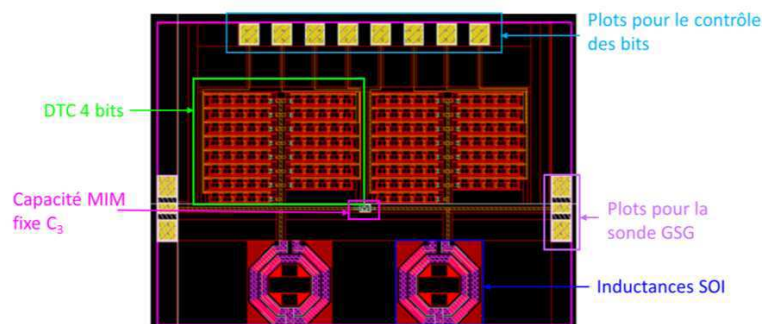


Figure 41 : Layout de la puce SOI du tuner HB



### 3.4.2.2. RESULTATS EN PARAMETRES S

En appliquant la méthode décrite en 3.3.2, nous obtenons la constellation présentée en Figure 42. Ainsi, pour un  $VSWR_{\text{antenne}}$  de 5:1 et les 12 états de phases considérés, le tuner réalisé corrige de manière satisfaisante ( $VSWR_{\text{sortie du tuner}} < 1,6:1$ ) la désadaptation.

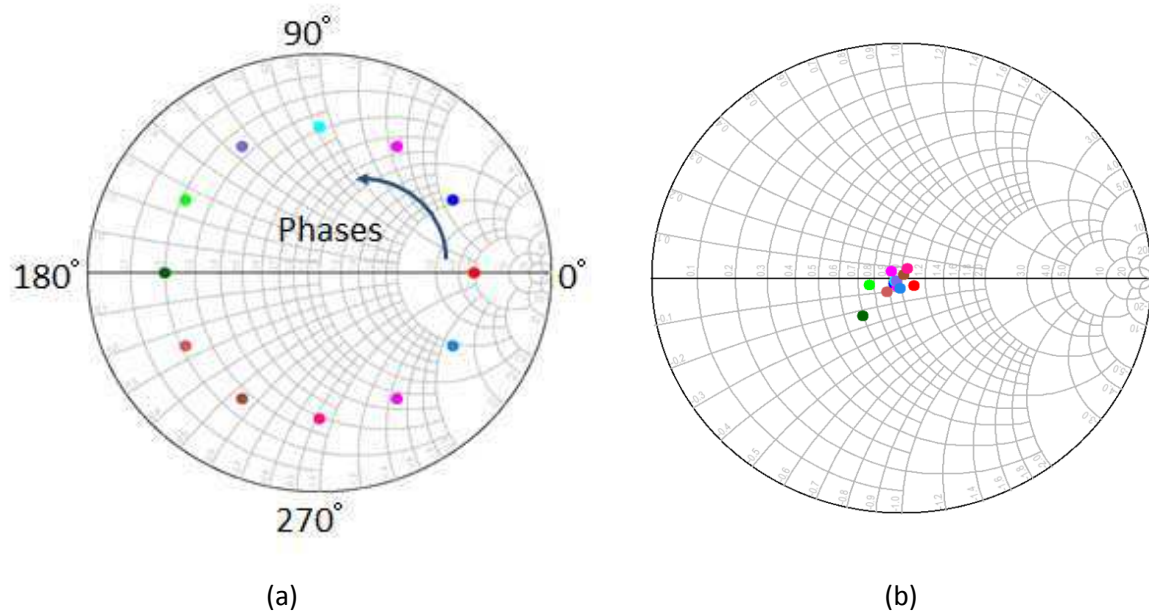


Figure 42 : Correction de la désadaptation par le tuner mesuré@2,6 GHz, pour  $VSWR_{\text{antenne}}=5:1$  (a) abaque de Smith pour les 12  $VSWR_{\text{antenne}}$  simulés, (b) meilleures positions mesurées en sortie du tuner [37]

Nous avons réalisé cette mesure sur plusieurs puces et avons obtenu un excellent accord entre les 3 puces mesurées, comme le montre la Figure 43. Cela est confirmé par les constellations des 256 positions disponibles pour chaque phase, reportées pour deux phases (0 et 150 degrés) en Figure 44, qui sont identiques pour les trois puces. Pour la suite des études, nous avons considéré la puce 1.

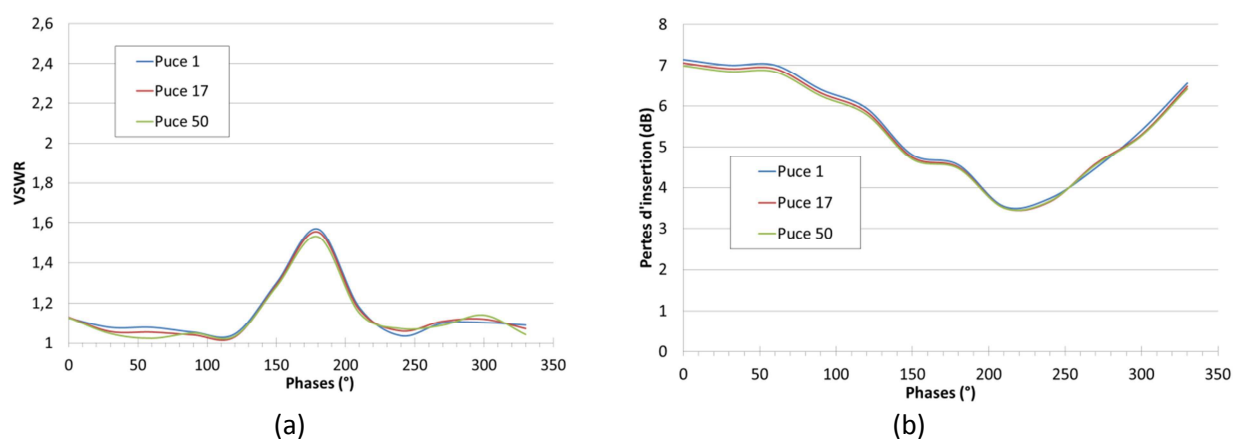
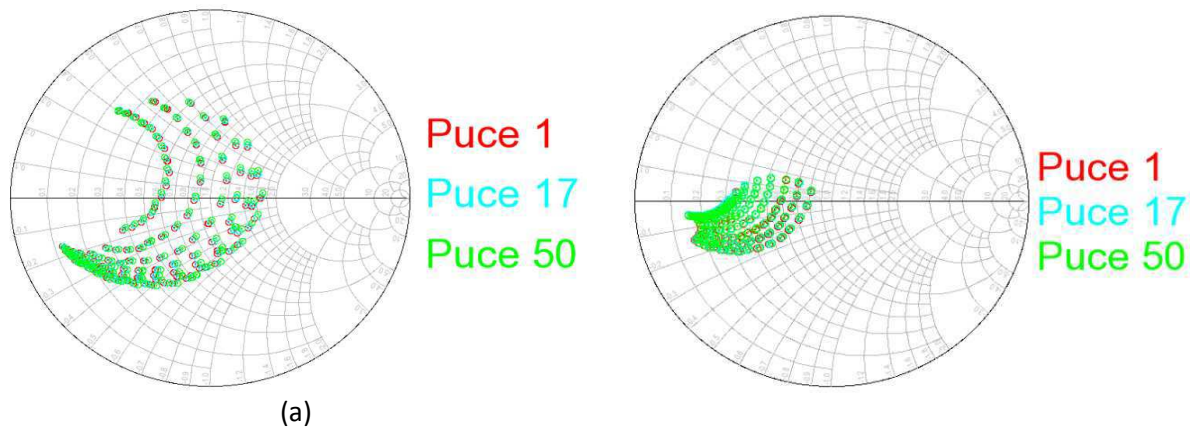
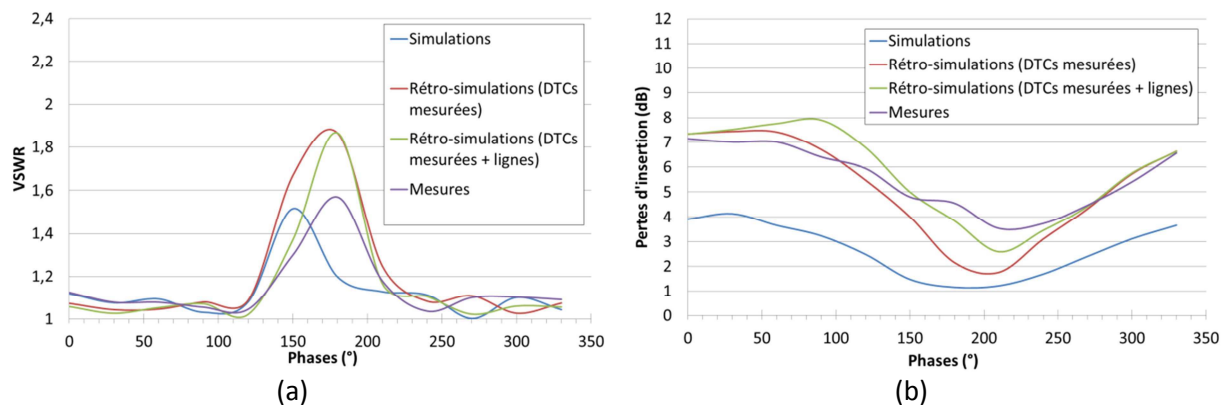


Figure 43 : Comparaisons entre les mesures de trois puces, pour les meilleures positions absolues de chaque puce, pour  $VSWR_{\text{antenne}}=5:1$ , à 2,6 GHz (a) VSWR, (b) pertes d'insertion



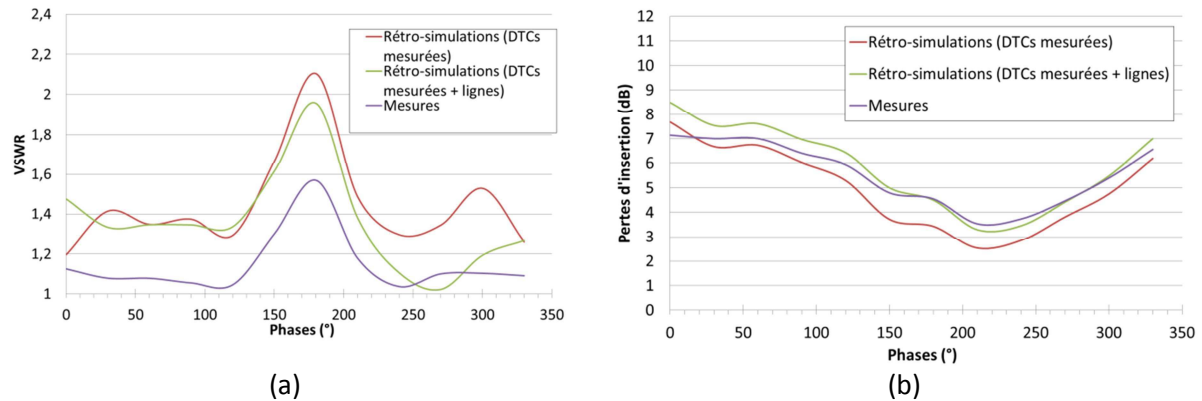
**Figure 44 : Constellation pour trois puces différentes, pour les meilleures positions absolues de chaque puce, pour  $VSWR_{\text{antenne}}=5:1$ , à 2,6 GHz (a) phase=0°, (b) phase=150°**

Maintenant que nous avons vérifié la reproductibilité des mesures, nous allons comparer les simulations avec les mesures. Nous pouvons observer des différences entre ces deux cas sur la Figure 45, en particulier sur la courbe des pertes. En effet, lors de la simulation, nous avons considéré les modèles du *Design Kit* des inductances SOI et de la capacité MIM, mais pour les DTCs, seuls les transistors et la capacité unitaire ont été pris en compte ce qui a induit des différences simulations-mesures, décrites en 3.2.2.1.2. À l'échelle du tuner, l'effet des lignes de transmission (50 Ohms) n'avait pas été pris en compte. Mais les lignes modifient la réponse du tuner de manière significative. En considérant les valeurs des DTCs mesurées seules, puis les DTCs et les lignes de transmission, nous pouvons ajouter les deux courbes de rétro-simulations sur la Figure 45. Le niveau de pertes global est dans ce dernier cas mieux estimé.



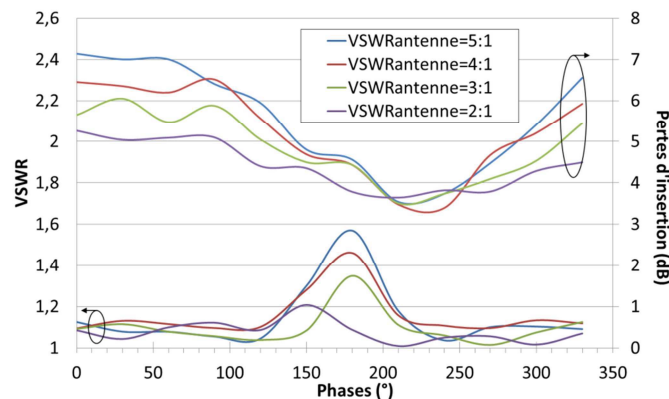
**Figure 45 : Comparaisons entre simulations, rétro-simulations et mesures, pour les meilleures positions absolues pour  $VSWR_{\text{antenne}}=5:1$ , à 2,6 GHz (a) VSWR, (b) pertes d'insertion**

Cependant, il est difficile de conclure grâce à cette figure sur la qualité de la rétro-simulation, car nous comparons les meilleures positions absolues, qui peuvent être différentes entre la simulation et la mesure. La Figure 46 présente donc la comparaison entre les deux rétro-simulations et la mesure pour des positions identiques (pour les meilleures positions mesurées), afin de comparer les 3 cas pour la même polarisation des DTCs. Lorsque les mêmes positions sont considérées, l'accord entre les simulations et les mesures est tout à fait correct.



**Figure 46 : Comparaisons entre les rétro-simulations (avec ou sans lignes) et les mesures, pour les meilleures positions mesurées pour  $VSWR_{\text{antenne}}=5:1$ , à 2,6 GHz (a) VSWR, (b) pertes d'insertion [37]**

Nous avons également vérifié la capacité de correction du tuner des valeurs de VSWR inférieures à 5:1, mentionnée dans le paragraphe 3.3.2. Nous avons donc simulé différentes valeurs d'impédances ramenées par l'antenne correspondant à des valeurs de  $VSWR_{\text{antenne}}$  de 5:1, 4:1, 3:1 et 2:1. Nous pouvons conclure que le tuner conçu pour corriger des  $VSWR_{\text{antenne}}=5:1$  est également capable de corriger les  $VSWR_{\text{antenne}}$  inférieurs. De manière générale, une diminution des pertes d'insertion du tuner est observée pour les  $VSWR_{\text{antenne}}$  à corriger plus faibles.



**Figure 47 : VSWR et pertes d'insertion pour  $VSWR_{\text{antenne}}=5:1$ , à 2,6 GHz [37]**

Les études précédentes nous ont permis de mettre en évidence les performances en fonction de la phase pour une fréquence donnée. A chaque couple (phase, fréquence) correspond une position du tuner permettant d'obtenir la meilleure adaptation. Cependant, dans l'application finale, il est nécessaire que cette position du tuner couvre une bande de fréquence complète. Cela signifie que dans le cas de notre tuner, il est nécessaire que la position choisie pour la bande 7 convienne pour toutes les fréquences de cette bande. Nous avons donc réalisé une étude des performances large bande du tuner. Pour cela, nous avons optimisé la position des DTCs à la fréquence centrale de la bande, pour chacun des douze états de phases discrets. Nous avons ainsi obtenu la matrice de contrôle du tuner (8 polarisations x 12 phases). Puis, nous avons utilisé cette matrice pour fixer les polarisations à appliquer pour chaque phase, sur une bande de [400 MHz-6 GHz], correspondant à la bande sur laquelle a été mesuré le tuner. Les résultats ( $S_{11}$  et  $S_{21}$ ) sur la bande totale sont reportés en Figure 48 et un zoom sur la bande de fonctionnement est réalisé en Figure 49.

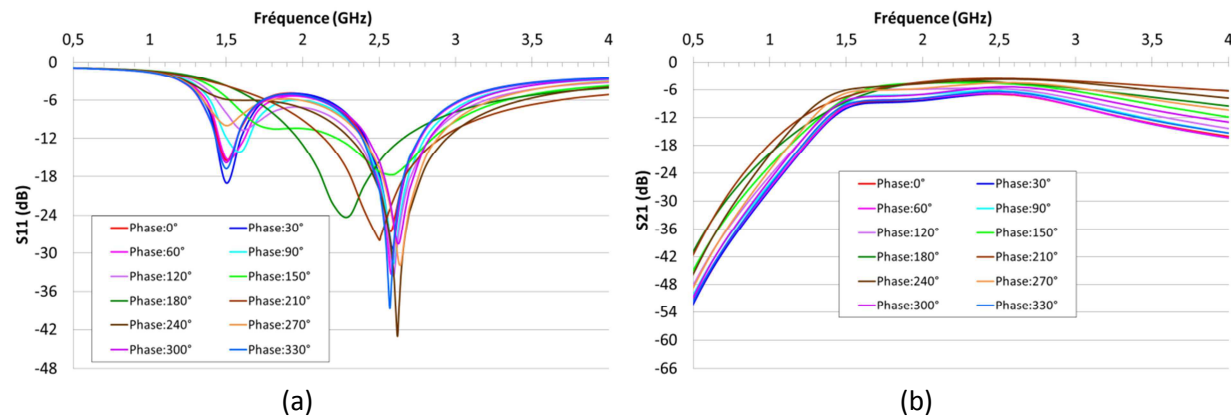


Figure 48 : Performances large bande du tuner pour les meilleures positions mesurées, optimisées à 2,6 GHz, présentées sur la bande [400 MHz-6 GHz], pour  $VSWR_{\text{antenne}}=5:1$  (a)  $S_{11}$ , (b)  $S_{21}$  [37]

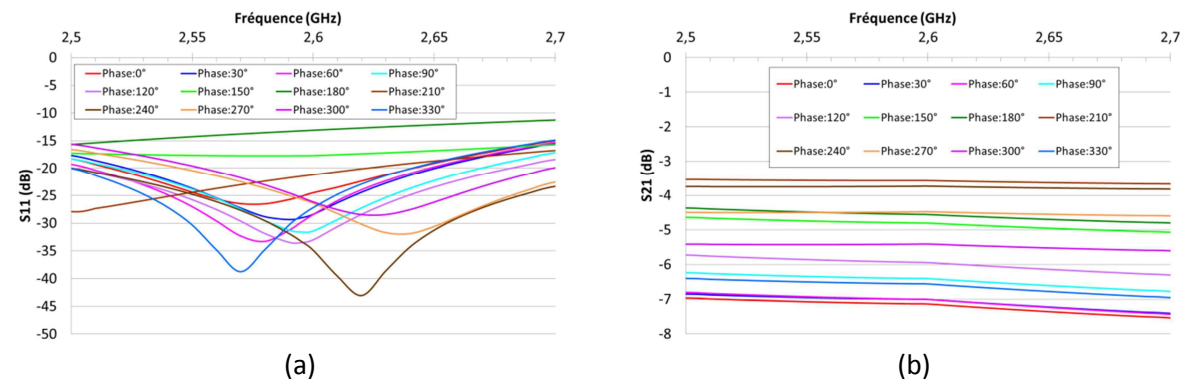


Figure 49 : Performances du tuner pour les meilleures positions mesurées, optimisées à 2,6 GHz, présentées sur la bande de fonctionnement [2,5-2,69 GHz], pour  $VSWR_{\text{antenne}}=5:1$  (a)  $S_{11}$ , (b)  $S_{21}$  [37]

Ces résultats confirment le comportement général du tuner, qui fonctionne comme un filtre passe-bande. Le coefficient de réflexion du tuner est inférieur à -11 dB pour toutes les phases et sur toute la bande de fréquence d'intérêt. Dans le Tableau 4, nous pouvons voir que les valeurs des  $S_{11}$  mesuré et simulé (pire et meilleur cas) sont très proches. Pour les pertes d'insertions, malgré la différence simulations-mesures précédemment détaillée, il est possible d'atteindre un minimum de 3,54 dB (pour un  $VSWR$  de 5 :1).

		Simulations initiales (avec le modèle simplifié de DTC, sans lignes de transmission)	Mesures
Coefficient de réflexion (dB)	Meilleur cas	-47,40	-43,10
	Pire cas	-11,70	-11,30
Pertes d'insertion (dB)	Meilleur cas	1,16	3,54
	Pire cas	4,60	7,54

Tableau 4 : Comparaisons simulations-mesures du  $S_{11}$  et  $S_{21}$  pour l'étude large bande [37]

### 3.4.2.3. TENUE EN PUISSANCE

Après avoir mesuré la réponse du tuner HB en paramètres  $S$ , nous avons vérifié sa bonne tenue en puissance. Pour cela, nous avons utilisé la méthode décrite en 3.4.1.3., appliquée à la bande de fréquence de fonctionnement du tuner (dimensionnement des filtres, fréquence du fondamental) et du matériel. Ainsi, le tuner fonctionne sur la bande 2500-2690 MHz (bande LTE), mais le

synthétiseur fonctionne jusqu'à 2 GHz uniquement. La mesure est donc réalisée à 2 GHz : nous avons fixé les polarisations des DTCs de manière à ce que le tuner soit optimisé à 2 GHz. La fréquence de coupure des deux filtres est dans ce cas choisie à 2,2 GHz.

Les contraintes les plus fortes au niveau de la tenue en puissance sont définies pour le GSM, qui nécessite de tenir 33,5 dBm, car l'amplificateur de puissance travaille en mode saturé. Dans le cas du LTE, l'amplificateur de puissance est linéaire (24,5 dBm), mais il faut prendre en compte le facteur de crête PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*). Cette valeur dépend de la modulation utilisée, mais nous pouvons considérer que la valeur pire cas à garantir pour la tenue en puissance est 30 dBm. Comme nous pouvons le voir sur la Figure 50, le tuner, est capable de tenir les 30 dBm. Ce résultat confirme l'intérêt de l'architecture des DTCs utilisant cinq transistors en série. Comme ce tuner est un filtre passe bande, toute non linéarité est intrinsèquement filtrée, contrairement par exemple aux commutateurs d'antennes [10].

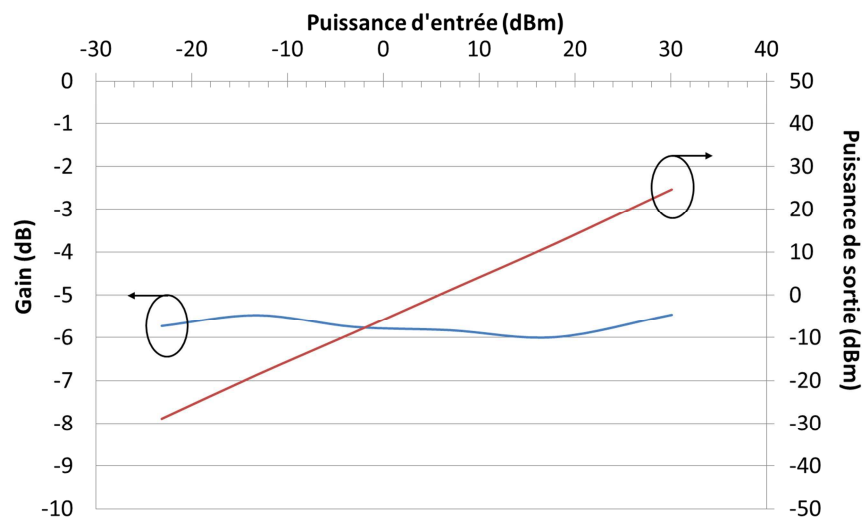


Figure 50 : Performances du tuner mesuré en grand signal à 2 GHz, sous 50 Ohms [38]

Nous avons vu notamment dans cette partie que la correction de la désadaptation est satisfaisante, mais que les pertes d'insertion peuvent être améliorées. Il est également nécessaire de prendre en considération les lignes de transmission qui participent aux pertes, ainsi que les performances réelles des DTCs.

### 3.4.3. OPTIMISATION DES TUNERS INTEGRES

Nous avons donc conçu une deuxième génération de tuner, en faisant le choix de ne pas changer les DTCs, afin de pouvoir quantifier l'impact des autres modifications réalisées. Le premier point que nous avons modifié concerne les lignes de transmission. En effet, les pertes du tuner sont particulièrement sensibles à l'inductance série (Figure 51) associée à ces dernières. La Figure 52 présente des simulations du tuner où les lignes ont été remplacées par une inductance idéale, de valeur comprise entre 0 et 500 pH. Sur la courbe des pertes, reportée en Figure 52, nous pouvons observer que plus la valeur de l'inductance série augmente, plus la caractéristique bande étroite (en phase) du tuner est exacerbée et donc, plus les pertes sur les phases extrêmes augmentent.

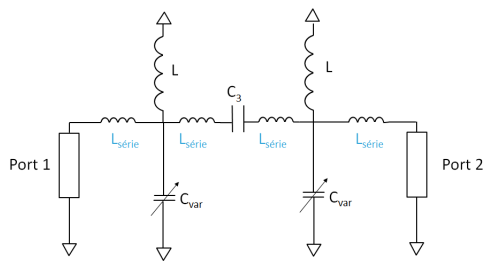


Figure 51 : Placement de l'inductance série dans le tuner

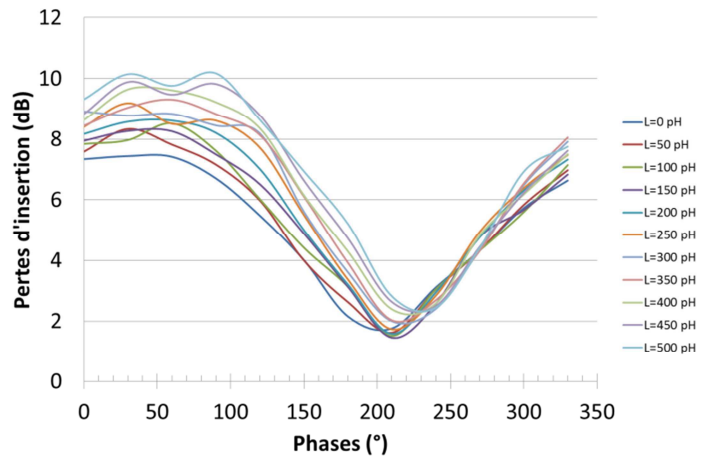


Figure 52 : Simulations du tuner, avec différentes valeurs d'inductances séries, simulant les lignes

Afin d'optimiser les lignes initiales composées uniquement de métal 1 et métal 6, comme illustré en Figure 53-a, il est donc nécessaire de modifier la valeur des éléments parasites de la ligne. En ajoutant de nouvelles couches (Métal 5 et Alucap, cf. Figure 53-b), l'épaisseur de métal  $t$  augmente alors que la hauteur de diélectrique  $H$  diminue. Cela permet d'augmenter la capacité linéique et de diminuer l'inductance et la résistance linéiques, ce qui diminue l'impédance. Nous avons comparé les performances dans le cas de l'empilement initial et celui de l'empilement optimisé, en Figure 54. Nous pouvons en conclure que le nouvel empilement plus basse impédance permet de diminuer les pertes du tuner pour toutes les phases jusqu'à 1 dB dans le meilleur des cas.

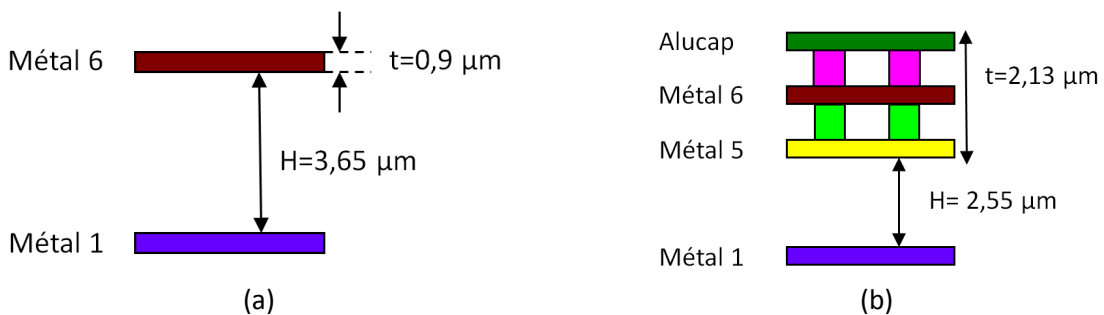


Figure 53 : Empilements pour les lignes de transmission (a) empilement initial, (b) empilement optimisé [38]

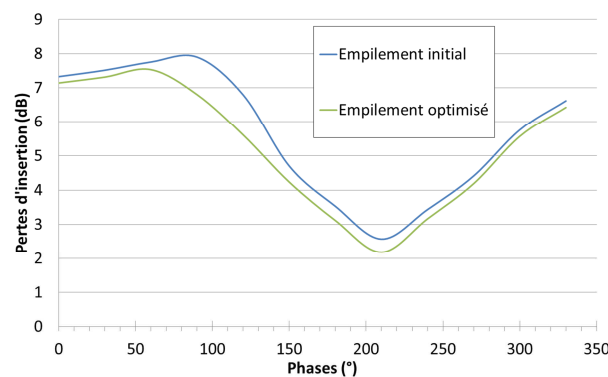


Figure 54 : Pertes d'insertion du tuner rétro-simulé avec l'empilement initial et l'empilement optimisé, pour les meilleures positions rétro-simulées initiales, à 2,6 GHz, pour  $VSWR_{\text{antenne}}=5:1$  [38]



Le deuxième point d'amélioration fait écho à l'une des remarques réalisées lors de l'étude de la DTC en 3.2.2.1.2. Nous avons ainsi mis en évidence un effet (assez faible dans le cas de la DTC) de l'environnement de la capacité MIM sur sa valeur de capacité. Dans le tuner, la capacité MIM centrale est entourée de métal 6 et le plan de masse du circuit est également présent sous la capacité. Pour la capacité MIM centrale, la valeur du décalage est plus importante que dans le cas des DTCs et est principalement liée à la présence du plan de masse en métal 1, placé sous la MIM, comme le montre la Figure 55, calculée à partir de l'Équation 5.

$$Capacité = \frac{1}{Im(\frac{1}{Y_{12}}) \times 2\pi f} \quad \text{Équation 5}$$

Où  $Y_{12}$  est l'admittance d'une capacité série déduite des simulations électromagnétiques sous HFSS.

Afin d'éliminer la capacité parasite due au *layout*, le plan de masse sous la MIM a été enlevé, comme dessiné en Figure 56. La valeur de La MIM a également été ré-optimisée en prenant en compte les nouvelles lignes de transmission, pour garantir un  $VSWR_{\text{sortie du tuner}} < 2:1$  et des pertes d'insertion plus faibles, pour un  $VSWR_{\text{antenne}}=5:1$ .

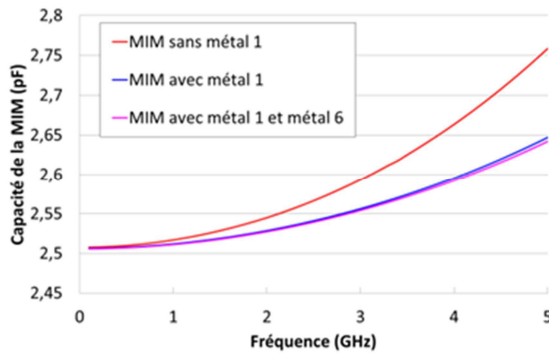


Figure 55 : Valeur de la capacité centrale selon l'environnement de la MIM [38]

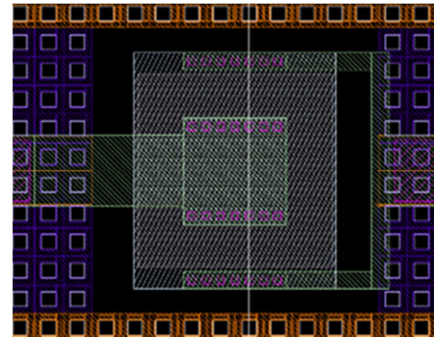


Figure 56 : Layout optimisé de la MIM

Le tuner a également été fabriqué puis caractérisé dans les mêmes conditions que le tuner précédent. La comparaison entre les deux prototypes est réalisée en Figure 57. Nous pouvons observer que les différentes optimisations proposées ont permis d'améliorer les pertes d'insertion des pires cas (6,3 dB au lieu de 7,1 dB), au détriment des meilleurs cas (4,1 dB au lieu de 3,7 dB). Du point de vue du  $VSWR_{\text{sortie du tuner}}$ , les optimisations ne modifient pas les performances, qui respectaient déjà le cahier des charges établi.

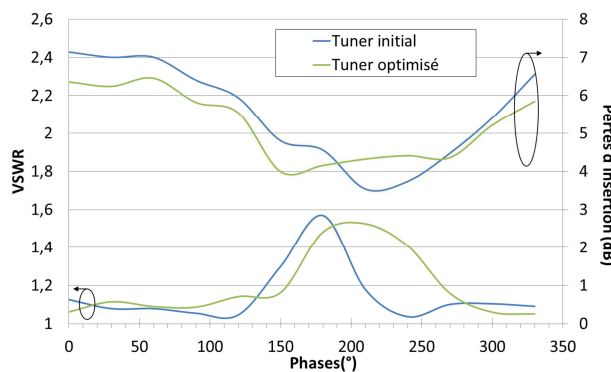


Figure 57 : Comparaison des VSWR et pertes d'insertion des deux tuneurs mesurés, pour les meilleures positions absolues de chaque tuner, à 2,6 GHz, pour un  $VSWR_{\text{antenne}}=5:1$  [38]

Dans les parties 3.4.2 et 3.4.3, nous avons décrit les caractérisations en petit et grand signal des premiers prototypes tout-intégrés, mais aussi indiqué les sources d'améliorations d'un tel *design*, qui ont été validées par une nouvelle réalisation. Nous allons compléter cette étude avec la description des autres types de tuners qui ont été fabriqués : les tuners assemblés sur module.

### 3.4.4. PERFORMANCES DES TUNERS MONTES SUR MODULE

#### 3.4.4.1. DESCRIPTION DU TUNER ET DU MODULE

Nous allons illustrer le cas des tuners montés sur module avec un tuner conçu pour fonctionner dans la macrobande 824-960 MHz (bandes 5 et 8), c'est-à-dire la bande basse, que nous appellerons LB (*Low Band*) par la suite. Le tuner a la même topologie en pi à 5 composants que les précédents : il utilise une capacité MIM fixe de 6 pF, deux inductances de 5,6 nH et deux DTCs à 4 bits variant entre 1 et 12 pF ( $TR=12$ ), comme décrit en Figure 58. Les lignes de transmission du tuner et la capacité MIM centrale ont été optimisées comme les derniers tuners intégrés. Seule la partie capacitive (DTCs et MIM centrale) est réalisée sur silicium en technologie CMOS SOI (cf. Figure 59). Cette image montre le layout d'une puce intégrant deux tuners : l'un pour la LB en haut, l'autre pour la MB (*Medium Band*, c'est-à-dire la macrobande 1710-2170 MHz) en bas. Le tuner MB fonctionne de la même manière que le LB, c'est pourquoi ses performances ne seront pas détaillées ici. La puce complète a une taille de 1,93 x 1,73 mm<sup>2</sup>.

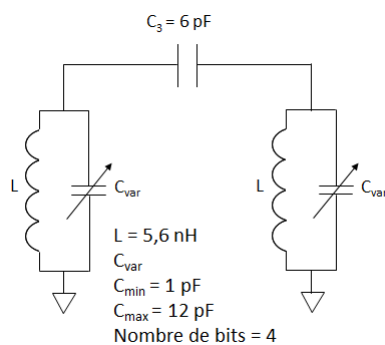


Figure 58 : Schéma électrique du tuner LB

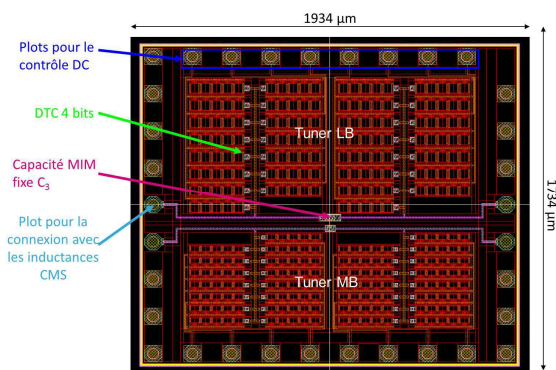


Figure 59 : Layout de la partie capacitive sur silicium

La partie sur silicium (préalablement découpée) est reportée sur un module PCB, par une technique de *flip-chip*. Le *flip-chip* est une technique de report qui consiste à réaliser une connexion entre une puce et un substrat ou une carte électronique, grâce par exemple à des éléments conducteurs (*stud bumps*, en Figure 60) soudés sur des plots de report. Le module réalisé est composé des matériaux définis en Figure 61. Le matériau Rogers RO4350 [39] a les propriétés suivantes :  $\epsilon_r=3,66$  et  $\tan \delta=0,0037@10$  GHz. Le PCB en FR<sub>4</sub> est simulé avec  $\epsilon_r=4,4$  et  $\tan \delta=0,02$ .



Figure 60 : Stud bump [40]

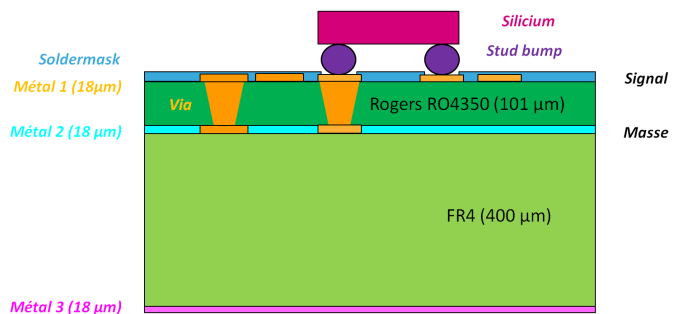


Figure 61 : Vue en coupe du module



La conception du module a été réalisée en prenant en compte les distances minimales nécessaires entre les composants, en optimisant le retour de masse et en minimisant les interconnexions. Le module final (comprenant deux tuners) est décrit en Figure 62 et mesure  $12,25 \text{ mm}^2$ . La Figure 63 détaille le report par *flip-chip* de la puce silicium du tuner HB, réalisé avec la même méthode que le module LB-MB. Les inductances CMS assemblées sont des inductances Murata [41] de format 0201.

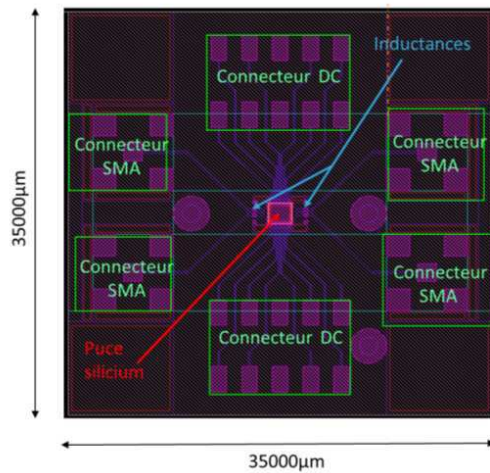


Figure 62 : Layout du module complet

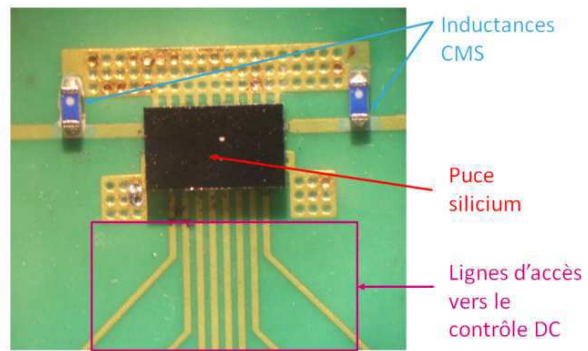


Figure 63 : Zoom sur le report par flip-chip pour le tuner HB

Après avoir décrit les tuners sur module, nous allons maintenant détailler les résultats des mesures en paramètres S.

#### 3.4.4.2. RESULTATS EN PARAMETRES S

Ces mesures sont réalisées avec la méthode précédemment décrite. La constellation présentée en Figure 64-b fait apparaître une valeur maximale de  $VSWR_{\text{sortie du tuner}} = 1,4:1$ , pour un  $VSWR_{\text{antenne}} = 5:1$  et une phase de  $270^\circ$ . Les résultats en termes de VSWR étant encore meilleurs pour les autres positions de phase, l'objectif visant à obtenir un  $VSWR_{\text{sortie du tuner}}$  faible à partir d'un  $VSWR_{\text{antenne}}$  de 5:1 est donc atteint.

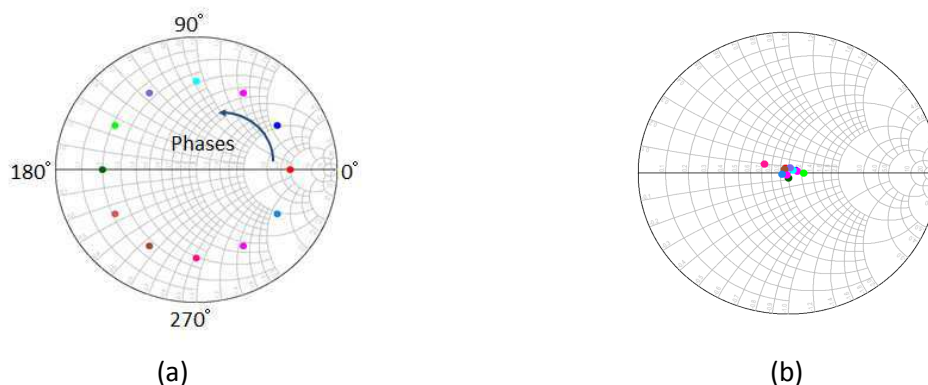


Figure 64 : Correction de la désadaptation par le tuner mesuré @892 MHz, pour  $VSWR_{\text{antenne}} = 5:1$  (a) abaque de Smith pour les 12  $VSWR_{\text{antenne}}$  simulés, (b) meilleures positions mesurées en sortie du tuner

Cependant, si nous comparons les constellations totales des 256 positions obtenues en simulation (Figure 65-a) et en mesure (Figure 65-b), nous pouvons constater que celles-ci sont très différentes, malgré la prise en compte des éléments suivants :

- les lignes de transmission sur SOI,
- les longueurs globales des lignes sur PCB,
- le modèle du *Design Kit* pour les MIM,
- les paramètres S mesurés par Murata pour les inductances CMS,
- les paramètres S des DTCs mesurées.

En effet, une rotation de 90 degrés apparaît en mesure, ainsi qu'un resserrement de la constellation. La rotation est due à la longueur de ligne supplémentaire dans les connecteurs SMA, lesquels ne sont pas pris en compte dans la simulation initiale. Les connecteurs SMA peuvent donc être modélisés par une phase de 20° chacun à la fréquence 892 MHz. Comme les tuners tout-intégrés sur le même silicium ont montré un bon accord entre rétro-simulations et mesures [38], les pertes additionnelles qui compriment la constellation sont dues au fait que l'assemblage n'est pas un *flip-chip* conventionnel sur BGA (*Ball Grid Array* ou matrice de grilles), mais plutôt un assemblage *flip-chip* sur PCB utilisé pour le prototypage qui n'atteint pas les performances d'un procédé industriel. Les pertes dues à l'assemblage peuvent être modélisées avec une résistance d'accès de 2 Ohms de chaque côté du tuner (ce point pourrait être amélioré si un assemblage plus conventionnel était utilisé). En considérant les connecteurs SMA et les résistances d'accès, la constellation de la Figure 65-c est obtenue. Celle-ci est très proche de la constellation mesurée.

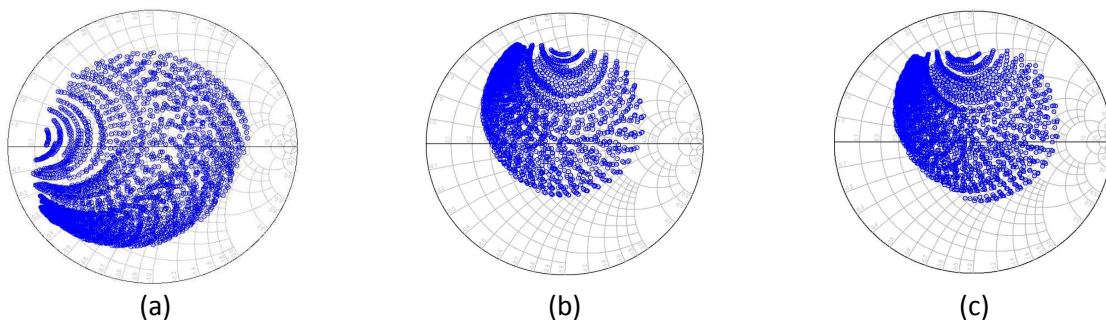


Figure 65 : Constellations du tuner LB assemblé sur module @892 MHz pour  $VSWR_{\text{antenne}}=5:1$   
(a) tuner simulé, (b) tuner mesuré, (c) tuner rétro-simulé

Sur la Figure 66, nous remarquons de la même façon que les simulations sans SMA, ni résistance d'accès, mais avec les lignes d'accès présentent une différence de 3,2 dB avec les mesures dans les pires cas. Lorsque les connecteurs et la résistance d'accès due à l'assemblage, estimée à 2 Ohms, sont pris en compte, les rétro-simulations sont semblables aux mesures.

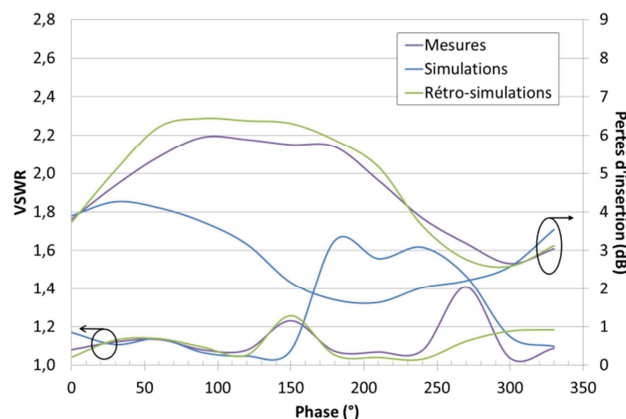


Figure 66 : Comparaison des  $VSWR_{\text{sortie du tuner}}$  et pertes d'insertion @892 MHz pour les tuners simulé, rétro-simulé et mesuré, pour les meilleures positions absolues, avec un  $VSWR_{\text{antenne}}=5:1$

Ce tuner corrige la désadaptation de l'antenne, mais présente des pertes comprises entre 2,7 et 7,0 dB. Celles-ci sont du même ordre de grandeur que celles du tuner tout intégré, mais la fréquence de fonctionnement de ce tuner est bien plus basse. Un report par *flip-chip* industriel devrait permettre d'améliorer les pertes de 1 à 1,5 dB (valeurs basées sur la simulation sans les résistances d'accès, mais prenant en compte les autres contributions).

Après avoir analysé les résultats de mesure en petit signal, vérifions maintenant la capacité de ce tuner à tenir la puissance.

### 3.4.4.3. TENUE EN PUISSANCE

Nous utilisons pour cela le système de mesure décrit en 3.4.1.3. Le tuner LB doit fonctionner en GSM, donc il doit être capable de supporter une puissance de 33,5 dBm. Les résultats de la mesure en grand signal sont reportés en Figure 67. Ils confirment que l'architecture des DTCs composée de 5 transistors en série permet de tenir 35 dBm, ce qui est supérieur à la puissance utilisée en mode GSM.

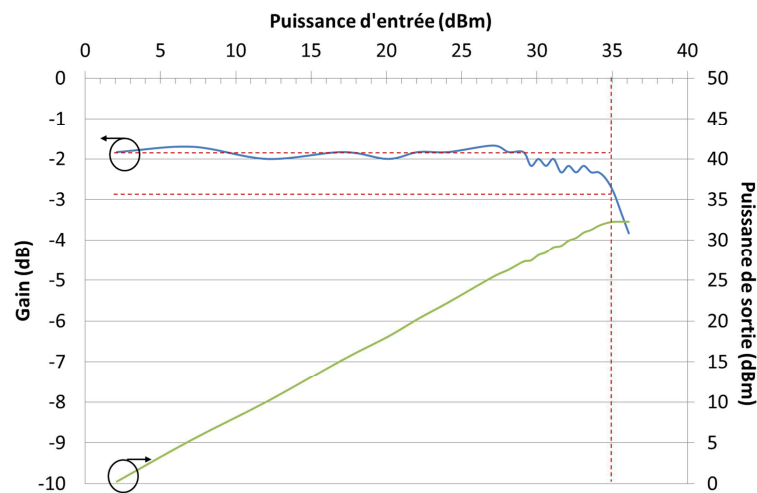


Figure 67 : Performances du tuner mesuré en grand signal à 892 MHz, sous 50 Ohms

Si nous résumons les performances des tuners (intégrés ou sur module) que nous avons réalisés, nous pouvons dire que ceux-ci corrigent correctement la désadaptation ( $VSWR_{\text{sortie du tuner}} < 1,6:1$ ), mais ont des pertes d'insertion de l'ordre de 2 dB sous 50 Ohms, et variant entre 2,7 et 7 dB sous l'impédance de l'antenne. Cela permet essentiellement de mettre en évidence la difficulté de concevoir un tuner capable de corriger tous les états de phase. Les performances de l'application dépendront donc essentiellement de l'impédance de l'antenne qu'il faudra corriger.

## 3.5. CONCLUSION

Ce chapitre avait pour objectif d'expliquer la première approche envisagée pour corriger la désadaptation de l'antenne d'un téléphone mobile du fait de son environnement proche notamment la main et la tête de l'utilisateur, mise en évidence dans le chapitre 2. Nous avons décrit la possibilité d'introduire un tuner, entre l'antenne et le module *front-end*, afin de corriger l'impédance de l'antenne et ainsi toujours présenter 50 Ohms à l'amplificateur de puissance.

Pour réaliser ce tuner, des composants agiles sont nécessaires. Après avoir détaillé l'état de l'art, nous avons choisi de réaliser la partie variable grâce à des DTCs, intégrées dans une technologie

130 nm de STMicroelectronics en CMOS SOI. Nous avons alors proposé une modélisation permettant d'approcher les performances des DTCs au premier ordre, pour une DTC donnée, ce qui nous a permis de quantifier les performances atteignables. Une optimisation fine des DTCs pourrait être réalisée ultérieurement, mais celle-ci n'est pas dans le périmètre de la thèse.

Nous avons ensuite décrit les architectures de tuner présentes dans la littérature et nous avons alors effectué une étude comparative de plusieurs topologies à l'aide d'une simulation circuit (ADS). Celle-ci nous a permis de sélectionner une topologie en pi à 5 composants pour nos réalisations de tuners. Cette topologie utilise deux capacités accordables à 4 bits, mais également 2 inductances fixes de même valeur, ainsi qu'une capacité fixe de type MIM. L'utilisation des inductances a donné lieu à deux évaluations : d'une part, nous avons réalisé des prototypes tout intégrés où les inductances sont réalisées en technologie SOI ; d'autre part, nous avons évalué le report sur PCB d'inductances CMS et d'une puce SOI grâce à une technique de *flip-chip*.

Pour évaluer les performances en petit signal, nous avons mesuré les tuners sous 50 Ohms, puis placé en entrée du tuner une impédance variable, ayant un  $VSWR_{\text{antenne}}=5:1$  et comportant 12 états de phases discrets (pas de  $30^\circ$ ). Cela permet d'évaluer les capacités du tuner à corriger la désadaptation dans toutes les zones de l'abaque de Smith jusqu'à un  $VSWR_{\text{antenne}}$  de 5:1. Nous avons ainsi pu mettre en évidence que nos tuners corrigeaient la désadaptation et garantissaient un  $VSWR_{\text{sortie du tuner}} < 1,6:1$ . Quant aux pertes, celles-ci sont très dépendantes (de 2,7 à 7 dB) de la zone de phase dans laquelle se trouve l'antenne à corriger.

Du point de vue des performances grand signal, les tuners ont montré leur capacité à supporter une puissance maximale de 33,5 dBm, ce qui confirme que l'architecture des DTCs utilisant 5 transistors en série est adéquate pour ce type d'applications.

Afin de pouvoir conclure sur les performances du tuner, il est maintenant nécessaire de s'intéresser à la mise en perspective de ces dernières dans le cadre de l'application considérée, c'est-à-dire par exemple en considérant des antennes commerciales ou en prenant en compte les conséquences de l'insertion du tuner sur les performances de l'amplificateur de puissance. Ces problématiques seront traitées dans le chapitre suivant portant sur l'évaluation de l'amélioration apportée par le tuner à l'échelle du système RF complet.

### REFERENCES DU CHAPITRE 3

- [1] K. R. Boyle, E. Spits, M. A. De Jongh, S. Sato, T. Bakker et A. Van Bezooijen, *A Self-Contained Adaptive Antenna Tuner for Mobile Phones*, 2012 IEEE European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Avril 2012.
- [2] T. Ranta et R. Nowak, *Antenna Tuning Approach Aids Cellular Handsets*, Microwave & RF, [http://www.psemi.com/articles/2008/2008\\_ar\\_1.pdf](http://www.psemi.com/articles/2008/2008_ar_1.pdf), Novembre 2008, pp. 82-92.
- [3] T. Ranta, D. Pilgrim et R. Whatley, *RF front end adapts for increased mobile data demand*,

EEtimes, Octobre 2010.

- [4] A. S. Morris, Q. Gu, M. Ozkar et S. P. Natarajan, *High Performance Tuners for Handsets*, IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Juin 2011.
- [5] A. Cardona, *Tunable BaSrTiO<sub>3</sub> Applications for the RF Front End*, IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Juin 2011.
- [6] M. A. De Jongh, A. Van Bezooijen, K. R. Boyle et T. Bakker, *Mobile Phone Performance Improvements using an Adaptively Controlled Antenna Tuner*, IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Juin 2011.
- [7] W. Peroulis et N. A. Dimitrios, *Bandwidth-optimal Single-tunable-element Matching Network for Antenna Tuning in Mobile Handsets*, IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Juin 2011.
- [8] R. Whatley, T. Ranta et D. Kelly, *CMOS Based Tunable Matching Networks for Cellular Handset Applications*, IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Juin 2011.
- [9] W. C. E. Neo, Y. Lin, X. D. Liu, L. C. N. d. Vreede, L. E. Larson, M. Spirito, M. J. Pelk, K. Buisman, A. Akhnoukh, A. d. Graauw et L. K. Nanver, *Adaptive Multi-Band Multi-Mode Power Amplifier Using Integrated Varactor-Based Tunable Matching Networks*, vol. 41, IEEE Journal of solid-state circuits, Septembre 2006.
- [10] A. Tombak, C. Iversen, J. B. Pierres, D. Kerr, M. Carroll, P. Mason, E. Spears et T. Gillenwater, *Cellular antenna switches for multimode applications based on a Silicon-on-Insulator technology*, 2010 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), Mai 2010.
- [11] N. D. M. Asri et N. Soin, *Development of Active Inductor in CMOS Tunable RF Bandpass Filter*, 2011 IEEE Regional Symposium on Micro and Nanoelectronics (RSM), Septembre 2011.
- [12] <http://www.hindawi.com/journals/ijmst/2010/980957/>.
- [13] A. Sunca, O. Cicekoglul et G. Dunder, *A Wide Tunable Bandpass Filter Design Based on CMOS Active Inductor*, 8th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics & Electronics, 2012.
- [14] <http://www.ime.pku.edu.cn/mems/faculty/zhanghx/Achievements/en/Publications/2010-11-A%20review%20of%20the%20tunable%20microinductors-2.pdf>.
- [15] J. E. Zekry, G. N. Daoud, H. A. Ghali et H. F. Ragai, *Design and Simulation of Digitally Tunable High-Q On-chip Inductor*, IEEE International Conference on Microelectronics (ICM), Décembre 2007.
- [16] [http://www.st.com/web/catalog/sense\\_power/FM139/CL2084/SC1881/PF255228](http://www.st.com/web/catalog/sense_power/FM139/CL2084/SC1881/PF255228).
- [17] <http://www.paratek.com/parascan.htm>.

- [18] R. Debroucke, S. Jan, J. F. Larchanché et C. Gaquiere, *A high quality factor varactor technology evaluation*, 2010 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), Mai 2010.
- [19] Y. Morandini, D. Gloria, T. Quémerais, F. Giancesello et F. Sonnerat, *Digitally Tuning capacitor: from RF to Millimeter Wave applications in advanced CMOS Technologies*, Workshop Novel materials, devices and technologies for high performance on-chip RF applications, Septembre 2011.
- [20] [http://www.sony.net/Products/SC-HP/cx\\_news/vol57/pdf/cxg1400\\_05xr.pdf](http://www.sony.net/Products/SC-HP/cx_news/vol57/pdf/cxg1400_05xr.pdf).
- [21] <http://www.wispry.com/products.php>.
- [22] <http://www.cavendish-kinetics.com/index.php/solutions/tunable-rf-circuits/>.
- [23] Yole, *RF-MEMS: From Technology Push to Market Pull?*, Microwave & RF 2013 –Conférence RF MEMS, 10 Avril 2013.
- [24] C. Huang, K. Buisman, L. K. Nanver et L. C. N. De Vreede, *The State-of-the-Art of RF Capacitive Tunable Components*, 2010 10th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT), Novembre 2010.
- [25] <http://www.home.agilent.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads?&cc=CH&lc=ger>.
- [26] <http://www.ansys.com/Products/Simulation+Technology/Electromagnetics/High-Performance+Electronic+Design/ANSYS+HFSS>.
- [27] F. W. Grover, *Inductance calculations, working formulas and tables*, reprinted by Dover Publications, 1954.
- [28] <http://www.doiserbia.nb.rs/img/doi/1451-4869/2004/1451-48690403057S.pdf>.
- [29] <http://www.murata.com/products/catalog/pdf/o05e.pdf>.
- [30] M. Schmidt, E. Lourandakis, A. Leidl, S. Seitz et R. Weigel, *A Comparison of Tunable Ferroelectric  $\pi$ - and T-Matching Networks*, Munich, Allemagne: Proceedings of the 37th European Microwave Conference, Octobre 2007.
- [31] J. D Mingo, A. Valdovinos, A. Crespo, D. Navarro et P. García, *An RF Electronically Controlled Impedance Tuning Network Design and Its Application to an Antenna Input Impedance Automatic Matching System*, vol. 52, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Février 2004, pp. 489 497.
- [32] J. T. Aberle, B. Bakkaloglu, C. Chakrabarti, S. H. Oh, G. A. Taylor, H. Song, A. Adhya, K. L. Melde, R. B. Whatley et Z. Zhou, *Automatically Tuning Antenna For Software -Defined and cognitive radio*, Proceeding of the SDR 05 Technical Conference and Product Exposition, 2005.



- [33] P. Sjöblom et H. Sjöland, *An Adaptive Impedance Tuning CMOS Circuit for ISM 2.4-GHz Band*, vol. 52, IEEE Transactions On Circuits And Systems, Juin 2005, pp. 1115-1124.
- [34] Z. Zhou et K. L. Melde, *Frequency Agility of Broadband Antennas Integrated With a Reconfigurable RF Impedance Tuner*, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Mars 2007, pp. 56-59.
- [35] L. Sankey et Z. Popović, *Adaptive Tuning for Handheld Transmitters*, IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest, Juin 2009, pp. 225-229.
- [36] [http://www.harwin.com/include/downloads/catalog/60/Harwin\\_Catalog\\_Issue\\_60\\_Connectors\\_M20\\_pages\\_138-152.pdf](http://www.harwin.com/include/downloads/catalog/60/Harwin_Catalog_Issue_60_Connectors_M20_pages_138-152.pdf).
- [37] F. Sonnerat, R. Pilard, F. Giancesello, F. Le Pennec, C. Person et D. Gloria, *4G antenna tuner integrated in a 130 nm CMOS SOI technology*, Santa Clara: 2012 IEEE 12th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), Janvier 2012, pp. 191 - 194.
- [38] F. Sonnerat, R. Pilard, F. Giancesello, S. Jan, F. Pennec, C. Person, C. Durand et D. Gloria, *30 dBm P1dB and 4 dB insertion losses optimized 4G antenna tuner fully integrated in a 130 nm CMOS SOI technology*, Austin, Texas: 2013 IEEE 13th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), Janvier 2013, pp. 39 - 41 .
- [39] <http://www.rogerscorp.com/acm/products/55/RO4350B-Laminates.aspx>.
- [40] <http://flipchips.com/video/>.
- [41] <http://www.murata.com/products/catalog/pdf/o05e.pdf>.

# **Chapitre 4 : Évaluation de l'amélioration apportée par le tuner à l'échelle du système RF**



Chapitre 4 : Évaluation de l'amélioration apportée par le tuner à l'échelle du système RF.....	105
4.1. Quantification de l'amélioration apportée par les tuners d'antennes réalisés et figure de mérite associée .....	107
4.1.1. Correction de la désadaptation.....	107
4.1.2. Définition du gain apporté par le tuner .....	109
4.1.3. Figure de mérite .....	110
4.2. Evaluation de l'impact du tuner d'antenne sur les performances de l'amplificateur de puissance et figure de mérite associée.....	112
4.2.1. Evolution de la puissance de sortie de l'amplificateur de puissance en fonction de l'impédance de l'antenne.....	112
4.2.2. Définition d'une figure de mérite.....	114
4.3. Performances en rayonnement d'antennes en présence de l'utilisateur et figure de mérite associée .....	116
4.3.1. Performances en efficacité.....	116
4.3.2. Performances en tests OTA.....	118
4.3.3. Définition d'une figure de mérite intégrant l'efficacité de l'antenne.....	120
4.4. Discussion sur l'intérêt du tuner d'antenne.....	122
4.5. Conclusion .....	125
Références du chapitre 4 .....	126

Le chapitre précédent a permis d'introduire le concept du tuner d'antenne. Placé entre l'émetteur-récepteur et l'élément rayonnant, son rôle est de corriger la désadaptation de l'antenne du fait de l'influence de l'environnement proche, notamment la tête et la main de l'utilisateur. Après avoir détaillé l'état de l'art des composants accordables et des topologies de tuner pouvant être implémentées, nous avons décrit les démonstrateurs réalisés et les performances atteintes, en considérant une désadaptation de l'antenne correspondant à un  $VSWR_{\text{antenne}}$  de 5:1. Pour évaluer la valeur ajoutée d'un tel dispositif, une évaluation globale des performances du tuner (très dépendantes de la phase) à l'échelle du système RF est nécessaire. Ainsi, afin de pouvoir évaluer l'intérêt du tuner, il est nécessaire de s'intéresser au gain qu'il apporte à l'échelle du bilan de puissance complet du système RF.

Dans ce chapitre, nous allons dans un premier temps quantifier l'amélioration apportée par les tuners réalisés en ne considérant que la désadaptation de l'antenne (la puissance délivrée par le PA et l'efficacité de l'antenne restant constantes). Nous introduirons ensuite la modélisation de la puissance délivrée par le PA sous l'effet de la variation de la charge présentée, afin de prendre en compte l'apport du tuner sur ce paramètre. Puis, nous allons décrire les performances en rayonnement d'antennes commerciales en présence de l'utilisateur, ce qui permettra d'évaluer l'amélioration accessible de la puissance rayonnée par un système RF lorsqu'un tuner est utilisé. Cela permettra de mener une réflexion plus générale concernant l'intérêt du tuner d'antenne afin d'améliorer les performances en rayonnement d'un système RF mobile en présence de l'utilisateur.

### 4.1. QUANTIFICATION DE L'AMÉLIORATION APPORTÉE PAR LES TUNERS D'ANTENNES RÉALISÉS ET FIGURE DE MÉRITE ASSOCIÉE

Dans le chapitre précédent, pour la conception du tuner, nous avons considéré une valeur de désadaptation pire cas correspondant à un  $VSWR$  de 5:1, pour toutes les valeurs de phase. Or, nous avons également reporté des valeurs de  $VSWR_{\text{antenne}}$  pouvant atteindre 12:1 [1]. Ces différentes valeurs de la littérature ont donné un intérêt à une vérification expérimentale sur un cas réel. Nous avons donc choisi d'utiliser un téléphone commercial au standard 3G, pour mener les tests en présence d'un utilisateur. Lors de cette mesure, nous avons ainsi demandé à une personne de tenir le téléphone dans sa main, comme si elle regardait simplement son écran.

#### 4.1.1. CORRECTION DE LA DESADAPTATION

Pour cela, nous avons mesuré l'impédance d'entrée de l'antenne du téléphone de marque Samsung modèle Galaxy S 2 (noté par la suite « Samsung Galaxy S 2 »). Nous avons comparé les mesures de l'antenne en espace libre puis en présence d'un utilisateur, tenant le téléphone dans sa main. Les résultats sont reportés en Figure 1 et Figure 2. En comparant les courbes bleue et rose, dans la bande 3G basse (824-960 MHz), nous pouvons observer que la main de l'utilisateur dégrade fortement l'adaptation de l'antenne, donc le  $VSWR_{\text{antenne}}$  augmente. Ainsi, à la fréquence centrale de la macrobande considérée (892 MHz), la main de l'utilisateur accroît le  $VSWR_{\text{antenne}}$  de 2,4:1 (en espace libre, en bleu) à 10,7:1 (avec main, en rose) et décale la résonance vers le bas en fréquence. Cela a pour conséquence une augmentation des pertes de désadaptation dans la bande d'intérêt entre l'émetteur-récepteur et l'antenne, donc une dégradation des performances du téléphone (perte de communications, ...)

Afin de corriger cette forte désadaptation, le tuner LB assemblé sur module présenté dans le chapitre précédent est utilisé. La position des capacités variables intégrées sur silicium (DTCs) de celui-ci est optimisée à la fréquence centrale (892 MHz). La méthode utilisée est similaire à celle décrite précédemment, mais l'optimisation est réalisée ici sur les pertes (puisque nous avons identifié celles-ci comme étant le facteur limitant d'un tel circuit). Cela signifie simplement que nous allons choisir la position où les pertes sont les plus faibles, au lieu de prendre en compte le cas du VSWR le moins élevé (tout en garantissant un VSWR satisfaisant), comme le montre la Figure 3. Dans notre exemple, ces deux types d'optimisation auraient donné des performances similaires. La deuxième différence concerne l'impédance de l'antenne, qui sera considérée ici telle que  $VSWR_{\text{antenne}}$  vaut 10,7:1 avec une phase de 43 degrés. Avec cette optimisation, le tuner permet de présenter à l'émetteur-récepteur un VSWR de 1,4:1.

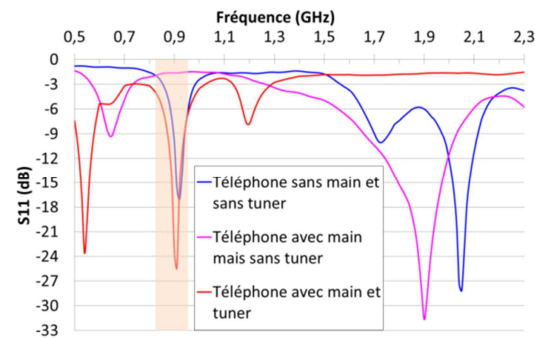


Figure 1 : Effets de la main et du tuner sur le  $S_{11dB}$  en fonction de la fréquence



Figure 2 : Effet de la main et du tuner sur le  $S_{11}$ : représentation en abaque de Smith (a) à 892 MHz, (b) sur l'ensemble de la bande basse, entre 820 et 960 MHz

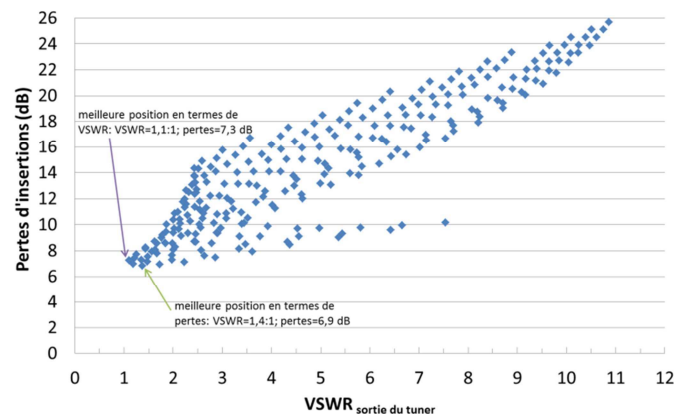


Figure 3 : Pertes d'insertion en fonction du  $VSWR_{\text{sortie du tuner}}$  pour les 256 positions du tuner, chargé par l'antenne commerciale avec utilisateur

Le dernier point à vérifier est alors le comportement large bande du tuner. La position déterminée à 892 MHz est donc imposée pour toutes les fréquences de la macrobande et nous obtenons les courbes rouges des Figure 1 et Figure 2. Le coefficient de réflexion du système {antenne, main, tuner} est ainsi inférieur à -6 dB (ce qui correspond à un TOS de 3:1) sur la quasi-totalité de la macrobande, ce qui confirme la bonne capacité du tuner réalisé à corriger la désadaptation dans un cas réel.

Nous avons mis en évidence dans ce paragraphe la capacité des tuners réalisés à corriger la désadaptation forte d'une antenne commerciale en présence d'une main. Du point de vue de l'émetteur-récepteur, l'impédance présentée par le système {tuner-antenne} est proche de 50 Ohms et la correction est donc satisfaisante. Cependant, il reste à comparer le niveau des pertes d'insertion du tuner relativement aux pertes de désadaptation. Il s'agit donc maintenant de ne plus raisonner uniquement en termes d'adaptation entre l'émetteur-récepteur et l'antenne, mais plus globalement vis-à-vis de l'amélioration du bilan de puissance complet du système.

#### 4.1.2. DEFINITION DU GAIN APPORTE PAR LE TUNER

En effet, sans tuner, la désadaptation entraîne des pertes qui dépendent fortement du VSWR de l'antenne. Celles-ci s'expriment selon l'Équation 1 et seront désignées par **ML** (*Mismatch Losses*) par la suite.

$$ML = -10 \log \left( 1 - \left[ \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right]^2 \right) \quad \text{Équation 1}$$

Dans le cas de l'antenne du Samsung Galaxy S 2 en présence de la main de l'utilisateur, les pertes de désadaptation **ML** valent 5,0 dB (pour un  $VSWR_{\text{antenne}} = 10,7:1$ ). Lorsque le tuner est introduit (ici, le tuner LB assemblé sur module), les pertes de désadaptation sont réduites à 0,1 dB ( $VSWR_{\text{sortie du tuner}} = 1,4:1$ ) mais les pertes d'insertion du tuner chargé par l'impédance de l'antenne atteignent une valeur de 6,9 dB. Les pertes liées à la désadaptation ont donc bien été minimisées, mais le bilan complet est négatif : la puissance délivrée à l'antenne est ainsi réduite de 6,9 dB avec le tuner, alors que sans ce dernier, les pertes ML valent 5,0 dB. Il existe donc une limite pour laquelle le tuner dégrade plus les performances totales du système qu'il ne les améliore. La question des performances accessibles pour le tuner est en conséquence fondamentale. En effet, il est possible de corriger une large gamme d'impédances afin de présenter 50 Ohms à l'émetteur-récepteur, mais nous pouvons nous demander si un tuner générique capable de couvrir tout l'abaque de Smith est réellement capable d'avoir des pertes d'insertion permettant de tirer parti de l'accordabilité du tuner.

Afin d'investiguer cette question de manière plus détaillée, nous avons défini un facteur de mérite correspondant au gain en puissance apporté par le tuner, dans le cas décrit dans la Figure 4, c'est-à-dire en considérant que le rendement de l'antenne et la puissance délivrée par l'amplificateur de puissance ne sont pas modifiés par l'impact de l'utilisateur. Le facteur de mérite dépend du  $VSWR_{\text{antenne}}$ , des pertes d'insertion du tuner chargé par l'impédance de l'antenne et des pertes de désadaptation. Il est nommé **G<sub>tuner</sub>** et est défini dans l'Équation 2. Lorsque **G<sub>tuner</sub>** est positif, cela signifie que le tuner améliore les performances : la désadaptation est corrigée et la puissance totale délivrée à l'antenne est augmentée. Dans le cas contraire, il les dégrade. Cette expression fait intervenir un facteur **M** qui prend en compte l'incertitude de mesures entraînées par les tests OTA

(*Over The Air*). Il s'agit ici de considérer un gain significatif, c'est-à-dire au moins supérieur à l'incertitude de mesure, afin de démontrer l'intérêt du tuner à l'échelle de la puissance rayonnée par le système RF. Nous considérerons par la suite  $M=1$  dB [2].

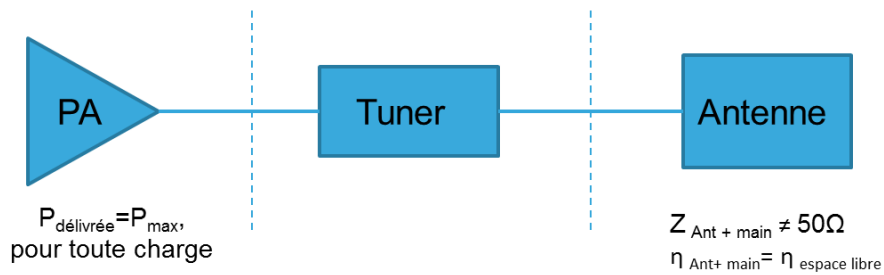


Figure 4 : Condition d'évaluation du gain du tuner prenant en compte la désadaptation de l'antenne seulement

$$G_{\text{tuner}}(\text{VSWR})_{\text{dB}} = \text{ML}(\text{VSWR})_{\text{dB}} - \text{IL}_{\text{tuner}}(\text{VSWR})_{\text{dB}} - M_{\text{dB}} \quad \text{Équation 2}$$

#### 4.1.3. FIGURE DE MERITE

Afin de déterminer la valeur limite des pertes d'insertion (nommées  $\text{IL}_{\text{tuner}}$  dans l'Équation 2) que peut présenter le tuner, nous pouvons tracer en Figure 5, la courbe correspondant au cas  $G_{\text{tuner}}=0$  dB, en faisant varier le  $\text{VSWR}_{\text{antenne}}$ , et en considérant les pertes de désadaptation  $\text{ML}$  associées.

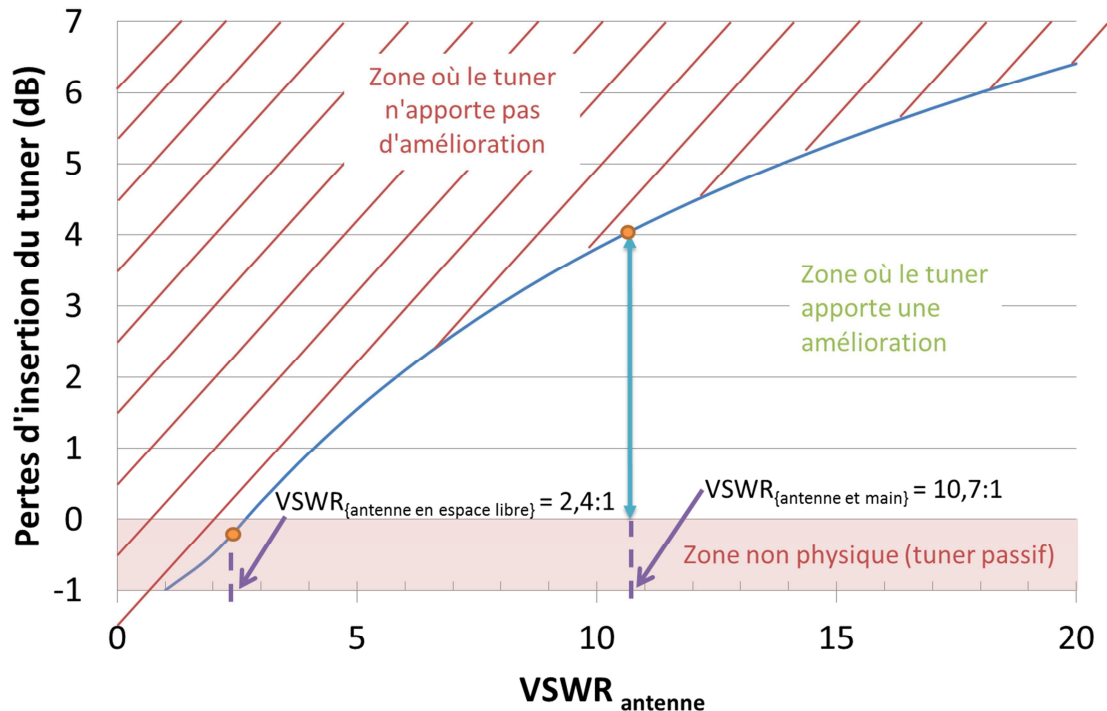


Figure 5 Pertes d'insertion du tuner en fonction du  $\text{VSWR}_{\text{antenne}}$

Nous avons placé sur cette courbe les deux points correspondant au  $\text{VSWR}_{\text{antenne}}$  avec et sans la main, correspondant aux mesures du téléphone Samsung Galaxy S 2 présentées précédemment.

Le  $VSWR_{\text{antenne}}$  avec l'utilisateur montre que pour que le tuner apporte une amélioration au bilan de pertes globales, il faut que les pertes d'insertion du tuner sous cette charge soient inférieures à 4 dB. Cette courbe permet donc de fixer des spécifications plus fines que le cahier des charges initial pour les pertes d'insertion et permet d'évaluer rapidement l'apport d'un tuner pour un VSWR donné.

Le deuxième point mis en évidence par cette courbe est que le tuner a principalement un intérêt pour les VSWR les plus élevés alors que les performances globales peuvent être détériorées dans le cas de VSWR modérés. Ce résultat a aussi été montré en [3]. L'auteur définit un gain de tuner prenant en compte les pertes de désadaptation dues au PA et à l'antenne, ainsi que les pertes d'insertion, selon l'Équation 3. Les termes  $Z_M$  et  $Z_{ANT}$  sont définis en Figure 6-a et les courbes de l'évolution du gain apporté par le tuner en fonction de la fréquence et du VSWR sont reportées en Figure 6-b. Cette figure permet de mettre en évidence l'augmentation du gain apporté par le tuner en fonction du VSWR, et ce pour chaque fréquence. De plus, nous pouvons observer ici aussi la détérioration apportée sur les  $VSWR < 2:1$ , ce qui est également en accord avec la Figure 5.

$$\text{Tuner Gain} = 10 \log \left( \frac{1 - |\Gamma_M|^2}{1 - |\Gamma_{ANT}|^2} \right) - IL \quad [3] \quad \text{Équation 3}$$

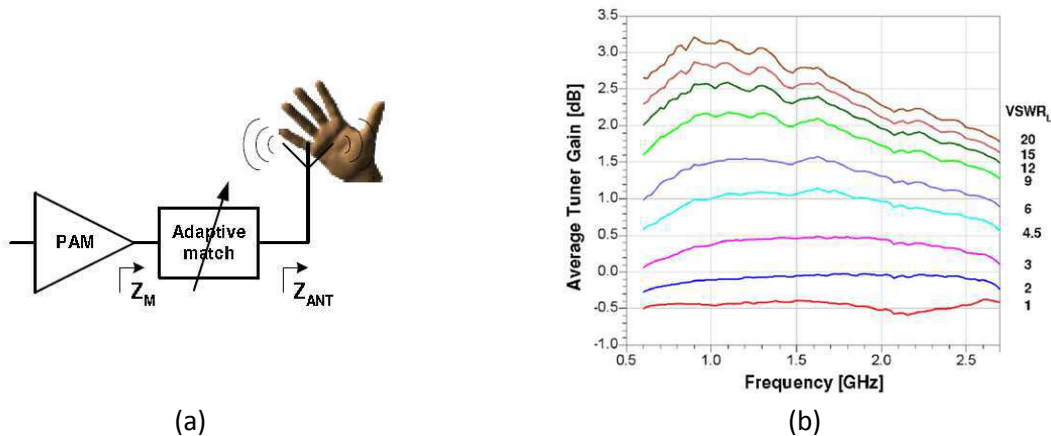


Figure 6 : Exemple extrait de [3] (a) système étudié, (b) évolution du gain apporté par le tuner en fonction de la fréquence et du VSWR

Ainsi, bien que le tuner permette d'améliorer les performances du système RF dans le cas de fortes désadaptations, il est probable que les performances globales soient dégradées dans la majorité des scénarios. Par exemple, pour une antenne mesurée en TRP (*Total Radiated Power*) en espace libre, qui est à priori adaptée sous 50 Ohms, le tuner ne fera que rajouter des pertes et dégradera donc nécessairement les performances OTA. De même, afin d'être commercialisés, les téléphones passent actuellement des tests avec la main au standard CTIA (*Cellular Telephone Industries Association*). Il sont ainsi optimisés pour satisfaire les critères des opérateurs avec ce fantôme de main. Dans ce cas aussi, le tuner risque de dégrader les performances. Nous pouvons déjà imaginer ici la difficulté à démontrer le gain apporté par le tuner dans les tests OTA usuels.

Le dernier élément mis en évidence par la Figure 5 concerne la nécessité d'avoir des pertes d'insertion les plus faibles possibles. Il est donc nécessaire d'envisager une conception conjointe de l'antenne et du tuner, afin d'optimiser les performances du système complet et d'éviter le surdimensionnement. Cela permettrait par exemple d'optimiser le tuner sur les lieux d'impédance les plus probables de l'antenne plutôt que d'essayer de couvrir complètement l'abaque de Smith.



Nous avons jusqu'ici considéré un *front-end* idéal dans un environnement 50 Ohms et délivrant une puissance constante quelle que soit la charge qui lui est présentée, mais ceci n'est pas réaliste. La partie suivante s'attache à décrire l'impact de l'impédance de l'antenne sur la puissance délivrée par l'amplificateur de puissance. Ceci permettra d'une part de proposer une figure de mérite plus aboutie, d'autre part d'évaluer l'impact du tuner sur la puissance délivrée par le PA et vis-à-vis des performances du système complet.

## 4.2. EVALUATION DE L'IMPACT DU TUNER D'ANTENNE SUR LES PERFORMANCES DE L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE ET FIGURE DE MERITE ASSOCIEE

### 4.2.1. EVOLUTION DE LA PUISSANCE DE SORTIE DE L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE EN FONCTION DE L'IMPEDANCE DE L'ANTENNE

La puissance délivrée par l'amplificateur de puissance change selon l'impédance présentée par l'antenne, qui dépend elle-même de l'influence de l'utilisateur et de son environnement proche, comme le montre la Figure 7-a. En effet, avec la présence de l'utilisateur, l'antenne est désadaptée et la station de base reçoit un signal plus faible. Celle-ci demande alors une augmentation de la puissance du PA. Si une puissance plus élevée est disponible, cela va entraîner une augmentation de la consommation de la batterie. Dans le cas contraire, l'appel est de mauvaise qualité et peut même être coupé. L'objectif du tuner d'antenne vis-à-vis du PA est de diminuer la perte de puissance due à la susceptibilité à la charge de l'amplificateur de puissance, en compensant le décalage fréquentiel induit par la main.

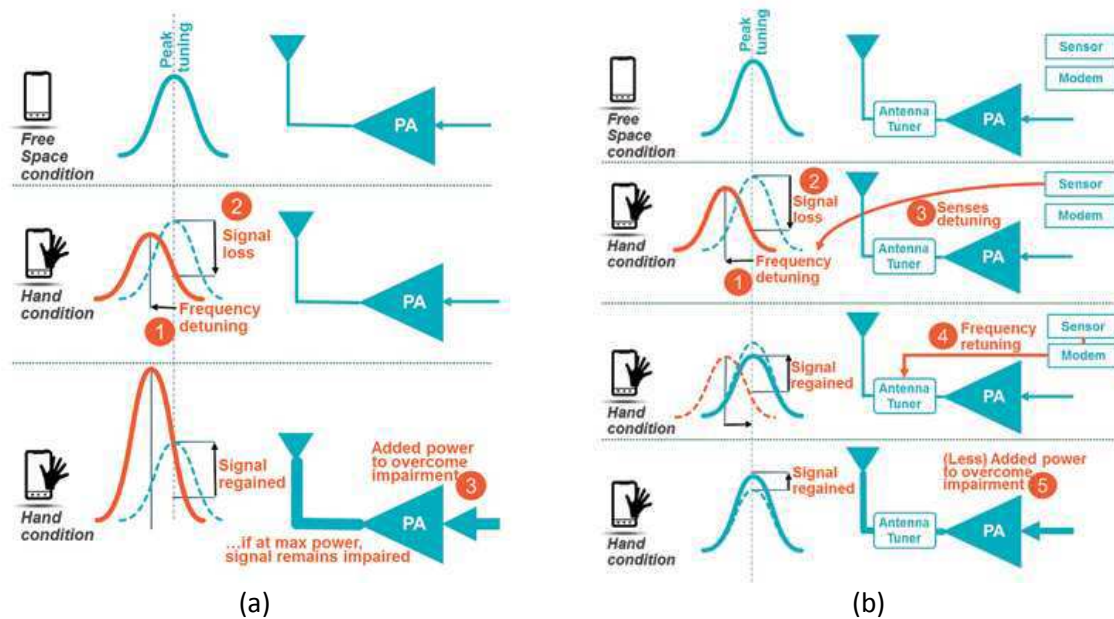


Figure 7 : (a) Effet de l'utilisateur sur la puissance du PA [4], (b) Correction par le tuner de cet effet [4]

Pour illustrer cette susceptibilité à la charge, Y. Li [5] a tracé pour un PA commercial (Skyworks SKY77513) son cycle de charge à 900 MHz (Figure 8-a), c'est-à-dire les courbes iso-puissances émises par le PA en fonction de la charge de sortie. Dans une deuxième figure (Figure 8-b), l'auteur illustre le PAE (*Power Added Efficiency* ou rendement en puissance ajoutée), représentant l'écart entre la puissance de sortie et celle fournie en entrée, divisée par la puissance totale consommée par la batterie [5].



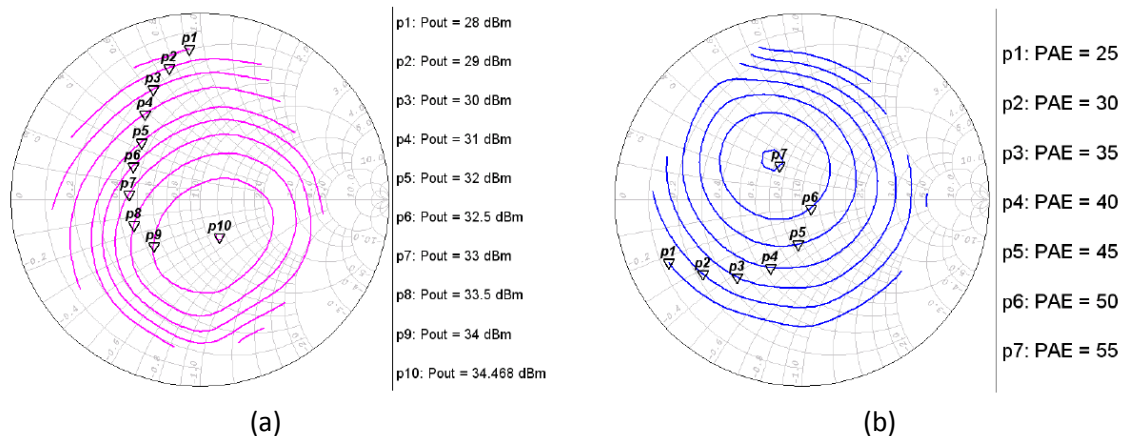


Figure 8 : Performances du PA Skyworks SKY77513 à 900 MHz [5] (a) puissance de sortie, (b) rendement

Le conjugué de l'impédance du PA correspond au maximum de puissance observable sur le cycle de charge du PA : nous pouvons en déduire que celle-ci est différente de 50  $\Omega$  pour cet exemple. Nous pouvons également noter d'après ces deux courbes que l'impact de la charge du PA est d'autant plus marqué que le VSWR de cette charge est élevé. Ainsi, pour des faibles VSWR, le PA sera peu sensible à la désadaptation de l'antenne, ce qui rejoint la remarque faite dans la partie précédente. Cela est également visible sur les abaques de la Figure 9 (l'auteur ne précise pas les puissances maximales mises en jeu), qui présentent les courbes iso-puissances émises par le PA en fonction de la charge de sortie pour des amplificateurs de puissance utilisés dans des téléphones commerciaux [6]. Nous pouvons noter que plus la puissance diminue, plus les cercles sont resserrés, ce qui confirme une plus forte susceptibilité à la charge pour les VSWR élevés.

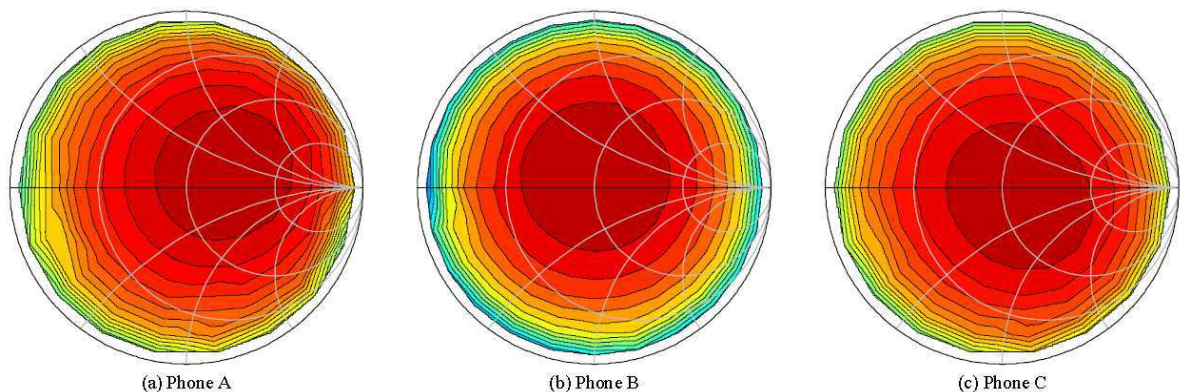


Figure 9 : Contours de puissance délivrée à une charge complexe pour 3 téléphones commerciaux, à 835 MHz (pas de 1 dB à partir de la puissance maximale) [6]

Afin de mettre en évidence l'impact de l'utilisateur, l'auteur de [5] a reporté sur trois cycles de charge d'amplificateurs de puissance les impédances d'un système rayonnant, d'abord en espace libre puis avec un fantôme SAM. Nous pouvons noter que l'impact du fantôme SAM dépend de l'amplificateur : dans l'exemple (c), avec le fantôme, l'impédance reste sur la même courbe iso-puissance ; dans le cas (b), l'impédance fait diminuer la puissance délivrée par le PA de 1 dB. Ces exemples ne sont cependant pas exhaustifs et correspondent à des impédances d'antennes faiblement désadaptées.

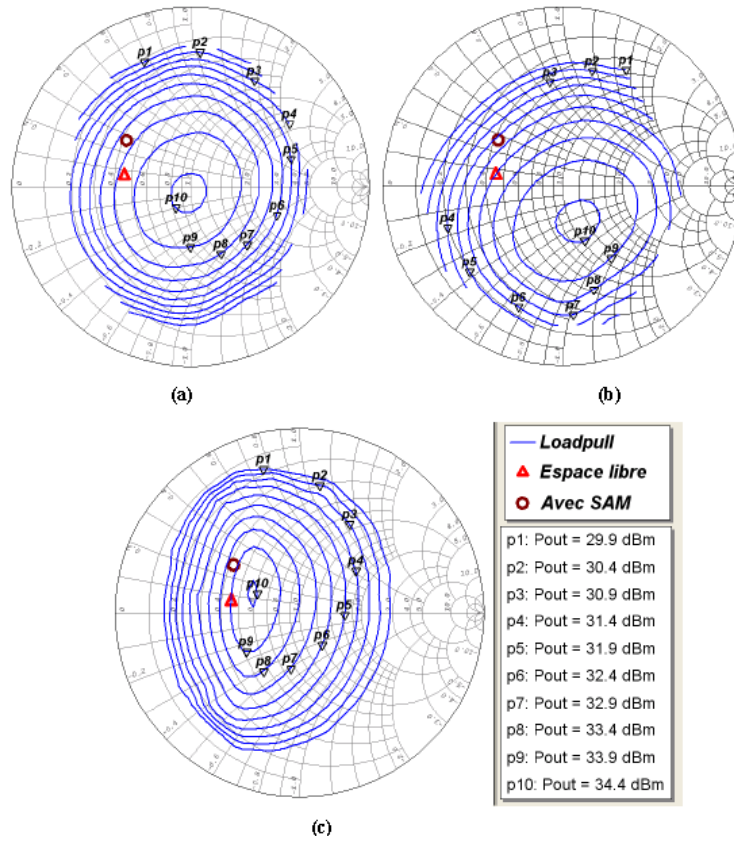


Figure 10 : Impédances d'un système rayonnant en espace libre et avec le fantôme SAM, placées sur le cycle de charge de trois PAs différents [5]

Nous avons pu constater dans les paragraphes précédents que les performances d'un PA varient fortement d'un modèle à l'autre et que l'impact de la charge présentée par l'antenne sur la puissance délivrée pouvait être fort. Afin de prendre en compte la susceptibilité du PA à la charge, nous avons défini un modèle au premier ordre de la puissance délivrée en fonction de la charge et ce paramètre a été intégré au facteur de mérite que nous avons décrit dans la partie précédente. Cette modélisation est l'objet de la partie suivante.

#### 4.2.2. DEFINITION D'UNE FIGURE DE MERITE

L'objet de la thèse n'est pas la modélisation du comportement du PA, mais afin de montrer que la susceptibilité du PA à sa charge est importante, nous proposons de prendre en compte l'effet de la variation de la charge sur le PA en le modélisant de manière simple, par analogie au facteur de bruit RF d'un transistor [7, 8].

Nous avons ainsi défini ce facteur de mérite pour une impédance d'amplificateur de puissance de 50 Ohms. Pour cela, en se basant sur une analogie avec la modélisation de la susceptibilité du facteur de bruit RF à la charge, nous pouvons reproduire le comportement de l'amplificateur de puissance, avec l'Équation 4, reliant la puissance  $P_{\text{délivrée}}$  par le PA au coefficient de réflexion  $\Gamma$  présenté par sa charge.

$$P_{\text{délivrée dBm}} = P_{\text{max dBm}} - k \times \frac{|\Gamma|^2}{1 - |\Gamma|^2} \quad \text{Équation 4}$$

Cette équation introduit un facteur  $k$  analogue à la résistance équivalente de bruit qui permet de prendre en compte la dépendance de l'amplificateur à la charge. Ainsi, plus cette valeur est élevée, plus la susceptibilité de l'amplificateur de puissance à la charge est importante. Illustrons cette équation avec le cas de l'amplificateur (a) de la Figure 10, modélisé ici avec un coefficient  $k = 5$  dBm et  $P_{\max} = 34,5$  dBm. La Figure 11 compare l'amplificateur mesuré en [5] (a) et notre modélisation (b). Celle-ci permet de reproduire le phénomène de dépendance à la charge au premier ordre.

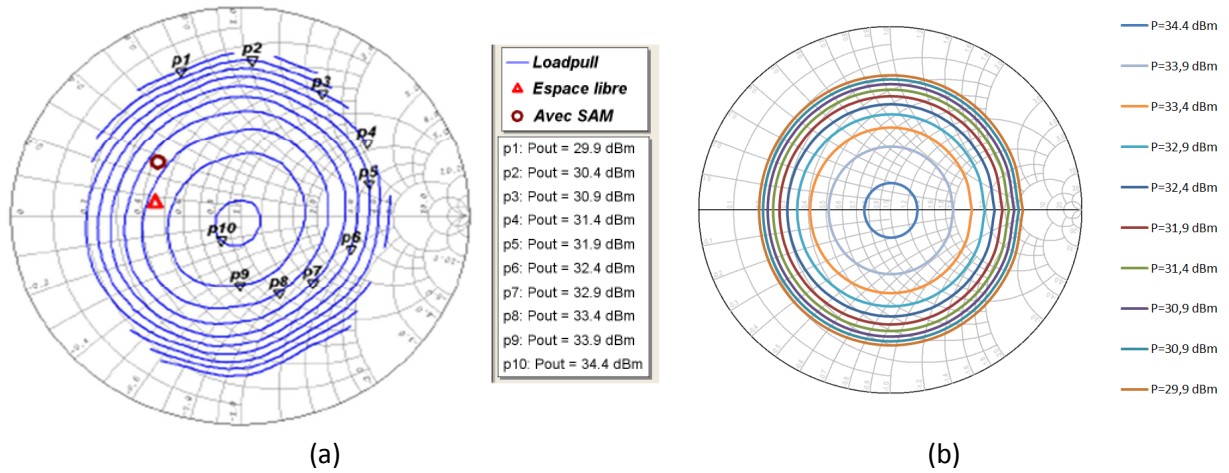


Figure 11 : Susceptibilité à la charge de la puissance délivrée par l'amplificateur (a) mesure [5], (b) modélisation proposée

Nous allons maintenant modifier le facteur de mérite initial  $G_{\text{tuner}}$  afin de prendre en considération la susceptibilité à la charge d'un amplificateur de puissance donné, comme illustré en Figure 12. Nous pouvons ainsi définir  $G_{\text{tuner}}$  selon l'Équation 5.

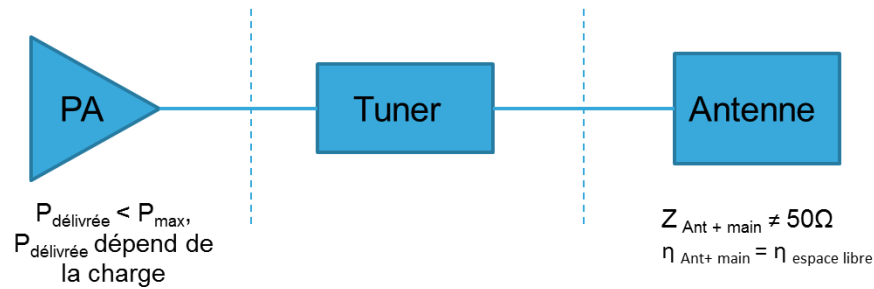


Figure 12 : Condition d'évaluation du gain du tuner prenant en compte la désadaptation de l'antenne et la susceptibilité à la charge de l'amplificateur de puissance

$$G_{\text{tuner}}(\text{VSWR})_{\text{dB}} = P_{\max, \text{dBm}} - P_{\text{délivrée}, \text{dBm}} + \text{ML}(\text{VSWR})_{\text{dB}} - \text{IL}_{\text{tuner}}(\text{VSWR})_{\text{dB}} - M_{\text{dB}} \quad \text{Équation 5}$$

Si comme dans la partie 4.1, nous cherchons à déterminer les pertes d'insertion maximales acceptables pour le tuner, nous pouvons tracer la Figure 13 en considérant  $G_{\text{tuner}} = 0$  dB et  $M = 1$  dB, pour un amplificateur similaire à celui décrit en Figure 11. Afin de reproduire les performances de ce PA commercial présenté par Li [5], nous avons considéré  $k = 5$  dBm et  $P_{\max} = 34,5$  dBm. Nous avons également reporté sur la Figure 13 la définition du  $G_{\text{tuner}}$  ne prenant pas en compte l'effet du PA, afin d'évaluer l'impact de la variation de puissance délivrée.

Dans le cas de l'antenne désadaptée par couplage à la main comme décrit précédemment ( $VSWR_{\text{antenne}}=10,7:1$ ), nous pouvons noter que les pertes d'insertion, en prenant en compte le PA, peuvent valoir jusqu'à 15 dB, soit 11 dB de plus que dans le cas ne considérant pas la susceptibilité du PA à sa charge.

Plus généralement, la prise en compte de la dépendance à la charge de l'amplificateur permet d'augmenter les pertes d'insertion acceptables pour le tuner. En effet, cette susceptibilité fait diminuer la puissance délivrée à l'antenne et dégrade donc directement le bilan de puissance.

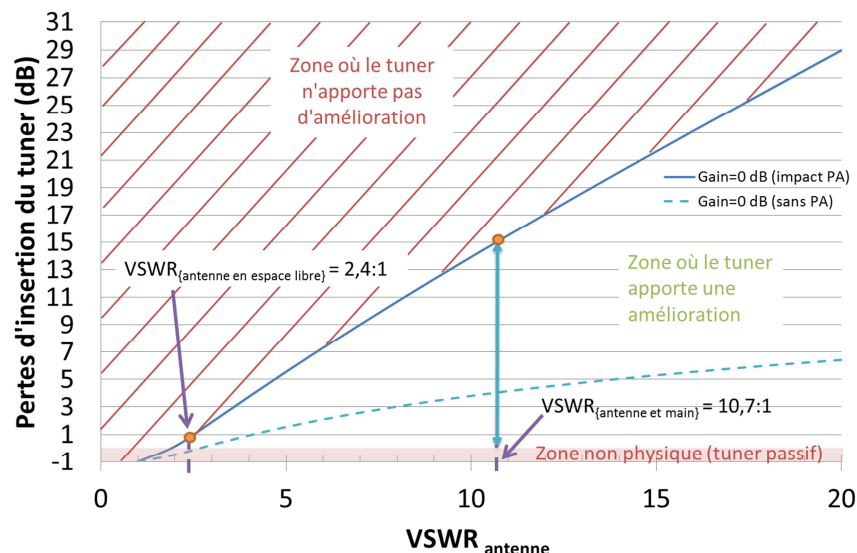


Figure 13 : Pertes d'insertion du tuner en fonction du  $VSWR_{\text{antenne}}$ , avec et sans la prise en compte de la susceptibilité à la charge du PA

Nous avons étudié dans les deux premières parties de ce chapitre l'impact de l'utilisateur sur les impédances présentées par l'antenne, en considérant les pertes de désadaptation et la baisse de puissance délivrée par l'amplificateur de puissance, afin de discuter les impacts du tuner d'antenne sur le bilan de puissance complet du système. Cependant, l'effet d'un couplage important entre l'antenne et l'utilisateur sur les performances en rayonnement des antennes n'a pas encore été étudié. En effet, l'étude menée jusqu'à présent est basée sur une vision circuit de la problématique, dans laquelle nous n'avons raisonné qu'en termes d'adaptation et de puissance disponible. Afin de pouvoir compléter cette étude sur l'intérêt du tuner d'antenne, il est maintenant nécessaire d'associer la notion d'efficacité de l'antenne à la figure de mérite proposée précédemment. Pour cela, nous allons considérer dans la partie suivante les performances en rayonnement d'antennes commerciales et de la bibliographie.

#### 4.3. PERFORMANCES EN RAYONNEMENT D'ANTENNES EN PRESENCE DE L'UTILISATEUR ET FIGURE DE MERITE ASSOCIEE

Deux types de performances en rayonnement avec l'effet de l'utilisateur seront décrits ici : les performances en efficacité totale dans un premier temps et celles en TRP ensuite.

##### 4.3.1. PERFORMANCES EN EFFICACITE

En effet, l'impact de l'utilisateur a été étudié dans de nombreux articles de la littérature [9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17]. L'effet de la main sur l'efficacité totale est décrit en particulier en [14], où les auteurs montrent la dégradation forte de l'efficacité totale observée lorsque la main est



placée à proximité de l'antenne. Celle-ci est reportée en Figure 14. Ainsi, en bande basse, l'efficacité maximale chute de 60% à 25% ; en bande haute, le constat est similaire avec une chute de 80 à 20 % dans le pire cas.

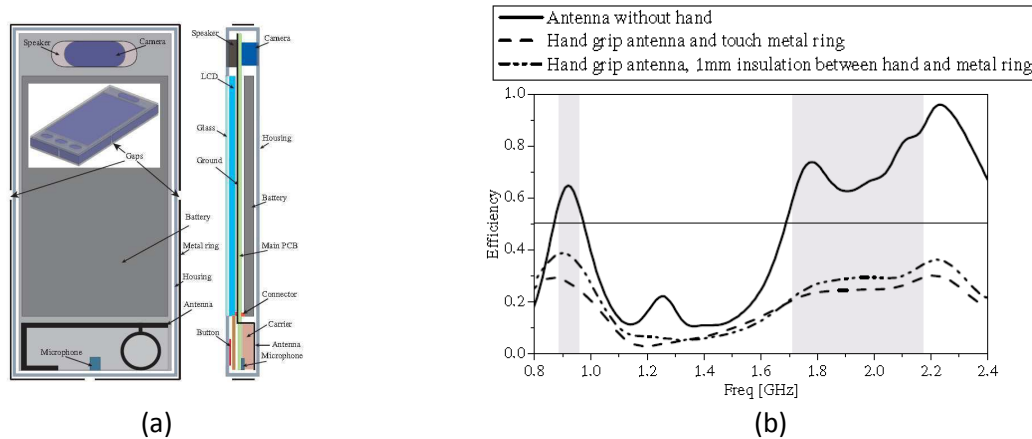
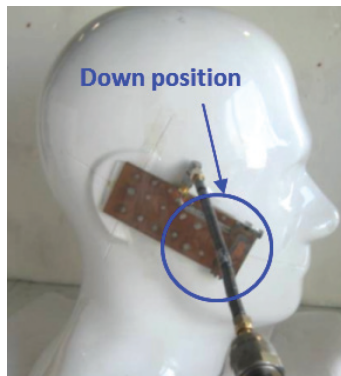
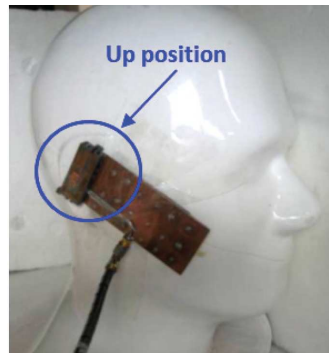
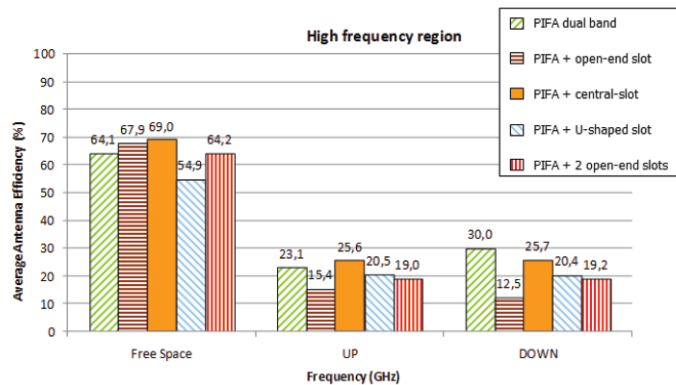
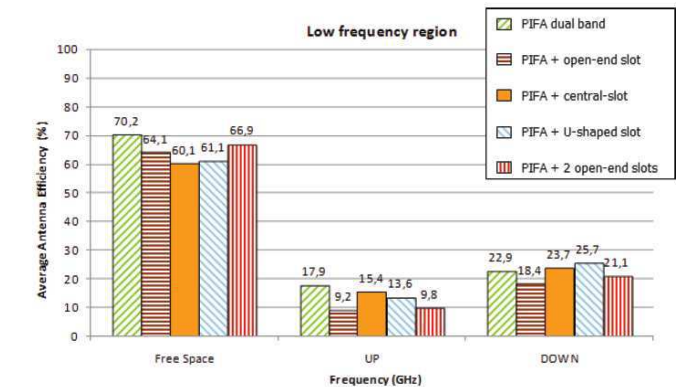


Figure 14 : Effet de la main de l'utilisateur sur une antenne (a) description du prototype, (b) mesure d'efficacité avec et sans la main [14]

Mais la main n'est pas l'unique source de diminution de l'efficacité totale, car la tête est également un contributeur important [17]. Ainsi, en Figure 15, nous pouvons observer que quelle que soit la position (haute ou basse) de l'antenne, les efficacités totales des cinq prototypes testés en [17] subissent une forte dégradation dans les deux bandes de fonctionnement : 10-25% d'efficacité (respectivement 15-30%) avec la main en bande basse (respectivement haute) au lieu de 60-70% (respectivement 55-70%) en espace libre. Pour la plupart des antennes, la dégradation est moins forte en position basse, car la tête est moins proche de l'élément rayonnant.



(a)



(b)

Figure 15 : Effet de la tête de l'utilisateur sur une antenne (a) description des deux positions de mesures avec tête, (b) mesure d'efficacité avec et sans la tête dans les 2 positions mentionnées en (a) moyennées dans les zones de fréquence où l'antenne avait un  $S_{11} < -6$  dB [17]

Afin de comparer ces valeurs à celles des téléphones commerciaux 3G, nous avons mesuré l'efficacité totale (définie en Annexe A) du téléphone Samsung Galaxy S2 dans une chambre de type StarLab (Satimo). Les mêmes configurations que celles de la mesure du  $S_{11}$  présentée dans le chapitre 2 sont utilisées. La mesure est réalisée avec un câble WFL-SMA, qui n'est pas corrigé de la mesure. Il est similaire au câble utilisé pour relier le module *front-end* à l'antenne, à l'exception d'une transition WFL-WFL (remplacée par WFL-SMA pour la mesure). Nous obtenons alors la Figure 16 suivante, où les zones grisées représentent les bandes 3G.

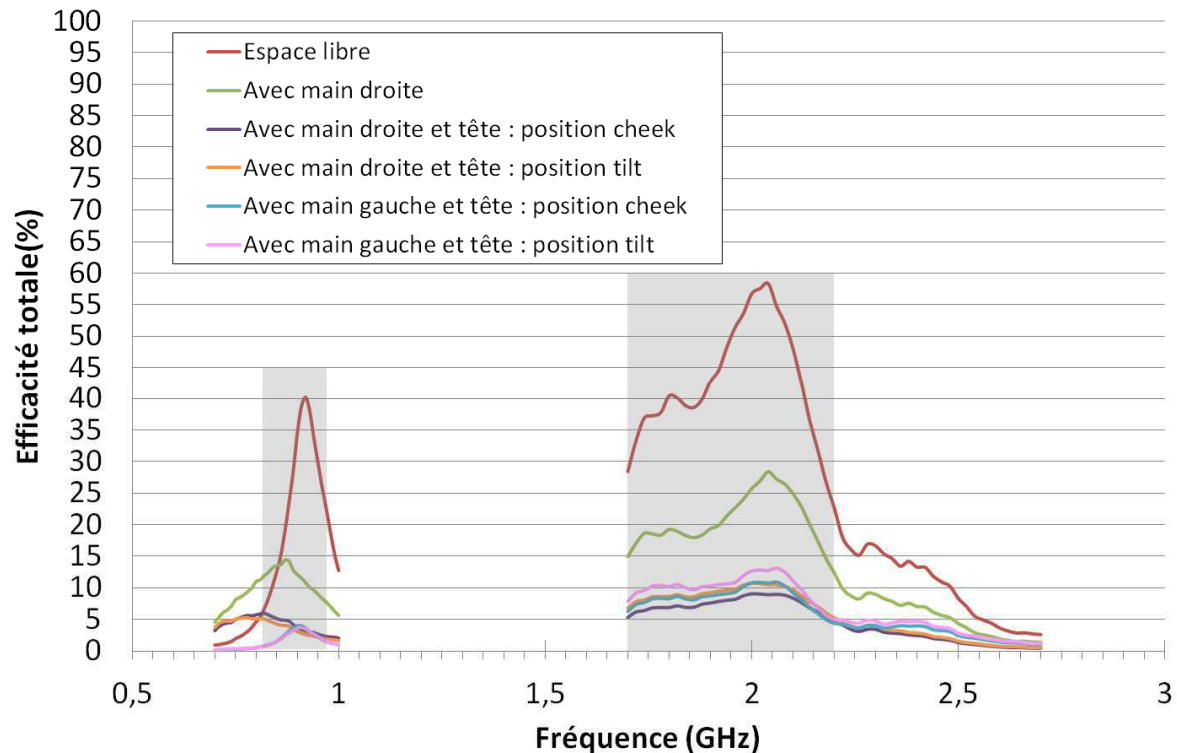


Figure 16 : Mesure des efficacités totales d'un téléphone commercial (non corrigées)

Cette courbe permet de mettre en évidence deux résultats très importants. Premièrement, l'efficacité en espace libre de ce téléphone commercial est comprise entre 5 et 40 % en bande 3G basse (824-960 MHz) et entre 25 et 58 % en bande 3G haute (1710-2170 MHz). En bande basse, les téléphones commerciaux ont donc des efficacités inférieures à celles habituellement publiées [9]- [17]. D'autre part, la dégradation apportée par la main droite est très importante : l'efficacité en bande basse est réduite à 7-15% en bande basse et 13-28 % en bande haute. Avec la tête et la main (droite ou gauche, en position cheek ou tilt, définies en Chapitre 1, partie 1.3.2 et illustrées en Chapitre 2, partie 2.3.4.2), les valeurs sont encore plus faibles : l'efficacité est inférieure à 5 % en bande basse et comprise entre 5 et 15 % en bande haute.

Les mesures d'efficacité en présence du couplage avec l'utilisateur ont permis de quantifier la dégradation de l'efficacité totale entraînée par l'effet de l'utilisateur. Nous allons maintenant étudier comment ce couplage affecte les mesures de TRP.

#### 4.3.2. PERFORMANCES EN TESTS OTA

La CTIA [18] fixe les valeurs minimales de TRP à garantir pour chaque bande de fréquence, selon la classe de puissance de l'appareil, en espace libre. Le Tableau 1 illustre les valeurs spécifiées pour les bandes GSM 850 et 1900, qui sont différentes pour chaque bande. De plus, le 3GPP [19] a

déterminé les valeurs minimales de TRP à garantir en présence du fantôme SAM en mode conversation (position cheek), mais chaque opérateur a également ses propres spécifications, qui sont confidentielles. Les Figure 17 et Figure 18, extraites du document 3GPP [19], mettent également en valeur les différences de cahier des charges entre les différentes bandes, ainsi qu'une différence importante entre les performances en espace libre et avec l'utilisateur. Ainsi, pour le GSM 850 et une classe de puissance 4, une TRP de 26 dBm doit être atteinte en espace libre. Quant à la valeur moyenne de la TRP avec l'utilisateur, elle doit valoir 19,5 dBm, ce qui représente une perte de 6,5 dB.

Bande	Classe de puissance de l'appareil	Espace libre
GSM 850	2	32 dBm
	3	30 dBm
	4	26 dBm
	5	22 dBm
GSM 1900	1	24,5 dBm
	2	18,5 dBm
	3	27,5 dBm

Tableau 1 : Spécifications de la CTIA en termes de TRP minimum pour les bandes GSM 850 et 1900, dans le cas d'un téléphone en mode appel [17]

Operating band	Power Class 1		Power Class 2		Power Class 3		Power Class 4		Power Class 5	
	Power (dBm)		Power (dBm)		Power (dBm)		Power (dBm)		Power (dBm)	
	Average	Min	Average	Min	Average	Min	Average	Min	Average	Min
GSM 850							19.5	17.5		
GSM 900							20.5	18.5		
DCS 1800	21	19								
PCS 1900	21	19								

Note: applicable for dual-mode GSM/UMTS.

Figure 17 : Spécifications du 3GPP en termes de TRP minimum pour les bandes GSM, PCS et DCS, dans le cas d'un téléphone en mode appel [19]

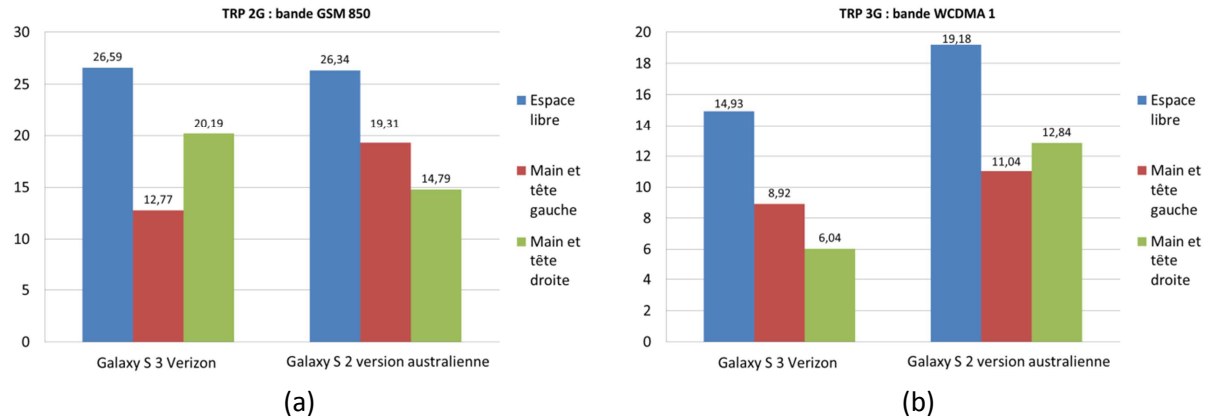
Operating band	Power Class 1	Power Class 2	Power Class 3		Power Class 3bis		Power Class 4	
	Power (dBm)	Power (dBm)	Power (dBm)		Power (dBm)		Power (dBm)	
			Average	Min	Average	Min	Average	Min
I	-	-	+15	+13	+15	+13	+13	+11
II	-	-	+15	+13	+15	+13	+13	+11
III	-	-	+15	+13	+15	+13	+13	+11
IV	-	-	+15	+13	+15	+13	+13	+11
V	-	-	+11	+9	+11	+9	+9	+7
VI	-	-	+11	+9	+11	+9	+9	+7
VII	-	-	+15	+13	+15	+13	+13	+11
VIII	-	-	+12	+10	+12	+10	+10	+8
IX	-	-	+15	+13	+15	+13	+13	+11
XIX	-	-	+11.5	+9.5	+11.5	+9.5	+9.5	+7.5

NOTE: Applicable for dual-mode GSM/UMTS.

Figure 18 : Spécifications du 3GPP en termes de TRP minimum pour les bandes FDD, dans le cas d'un téléphone en mode appel [19]

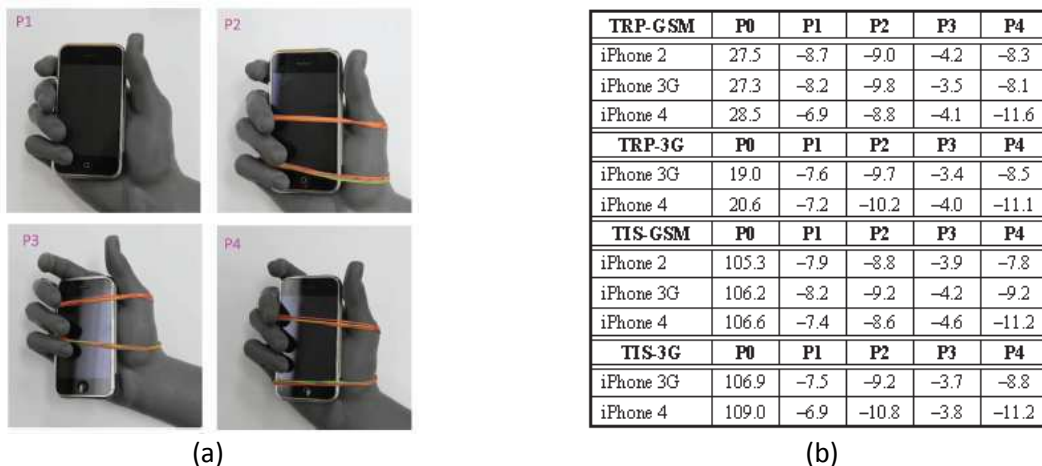
Les valeurs mesurées en [20] et reportées en Figure 19 présentent les valeurs de TRP dans deux bandes de fréquences (GSM 850 et WCDMA 1), en espace libre et avec l'utilisateur pour deux modèles de téléphones récents de Samsung. Cela nous permet de confirmer le fait que les performances en espace libre dans les deux bandes sont très différentes, mais également que l'utilisateur dégrade fortement la TRP (entre 6 et 14 dB selon les cas).





**Figure 19 : Valeurs de TRP mesurées avec et sans l'utilisateur pour deux téléphones commerciaux (a) sur la bande GSM 850, (b) sur la bande WCDMA 1 [20]**

Ces valeurs peuvent être complétées par un extrait de la littérature (cf. Figure 20, [12]) mettant en évidence l'influence de la position du téléphone dans la main de l'utilisateur, pour différents modèles d'iPhone™. La configuration qui présente le moins de dégradation en TRP et TIS (*Total Isotropic Sensitivity*) est la position P3, mais c'est également la moins réaliste : dans ce cas, une partie du téléphone n'est pas tenu par la main. Selon les personnes, la dégradation observée sera ainsi différente, puisqu'elle dépend de la manière dont le téléphone est tenu. Ces dégradations sur la TRP sont de 3,4 dB dans la meilleure configuration et de 11,6 dB dans le pire cas.



**Figure 20 : Effet de l'utilisateur sur les valeurs de TRP et de TIS (a) définition des 4 positions étudiées utilisant le fantôme de main, (b) valeurs de TRP et de TIS en espace libre (P0) et variation de ces valeurs avec l'ajout du fantôme de la main (P1 à P4) [12]**

Cette partie a mis en évidence une très forte dégradation des performances en rayonnement par l'utilisateur (efficacité totale faible, TRP fortement dégradée), ce qui montre que les performances du système final dépendent en réalité essentiellement de celles de l'antenne. Ce nouvel élément est à prendre en compte au cours de la réflexion sur le tuner d'antenne et doit donc être intégré dans le facteur de mérite défini précédemment.

#### 4.3.3. DEFINITION D'UNE FIGURE DE MERITE INTEGRANT L'EFFICACITE DE L'ANTENNE

Pour prendre en compte l'effet de la désadaptation de l'antenne, de la susceptibilité à la charge du PA et la dégradation de l'efficacité de l'antenne par la main de l'utilisateur, nous allons considérer le cas illustré en Figure 21.

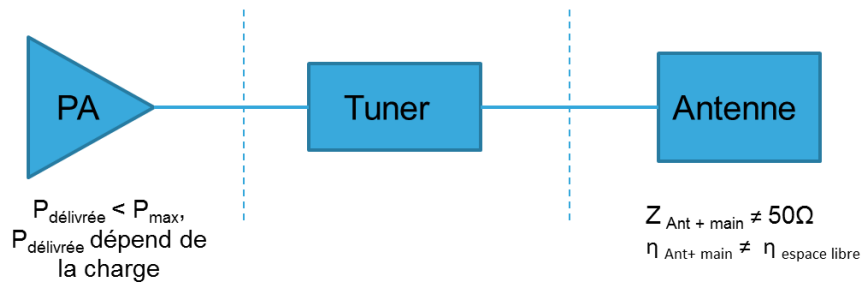


Figure 21 : Condition d'évaluation du gain du tuner prenant en compte la désadaptation de l'antenne, la susceptibilité à la charge de l'amplificateur de puissance et la variation de l'efficacité totale

Nous allons donc retrancher au  $G_{\text{tuner}}$  précédemment défini en Équation 5 la variation d'efficacité due à la main de l'utilisateur, décrite dans l'Équation 6. Nous pouvons donc en déduire l'Équation 7 du  $G_{\text{tuner}}$  prenant en compte les trois contributions.

$$\Delta_{\text{eff}_{dB}} = \eta_{\text{espace libre}_{dB}} - \eta_{\text{antenne avec main}_{dB}} \quad \text{Équation 6}$$

$$G_{\text{tuner}}(\text{VSWR})_{dB} = P_{\text{max}_{dBm}} - P_{\text{délivrée}_{dBm}} + \text{ML}(\text{VSWR})_{dB} - \text{IL}_{\text{tuner}}(\text{VSWR})_{dB} - M_{dB} - \Delta_{\text{eff}_{dB}} \quad \text{Équation 7}$$

Pour déterminer les pertes d'insertion maximales acceptables pour le tuner, nous pouvons tracer la Figure 22 en considérant  $G=0$  dB et  $M=1$  dB. Nous considérons un amplificateur similaire à celui décrit en Figure 11 ( $k=5$  dBm et  $P_{\text{max}}=34,5$  dBm) et une antenne commerciale (cf. Figure 16) ayant une efficacité totale en espace libre de 40 % réduite à 10% avec l'utilisateur (exemple en centre de bande basse), ce qui induit une valeur  $\Delta_{\text{eff}_{dB}}$  de -6 dB. Cette valeur est cohérente avec celles présentées dans la bibliographie [21].

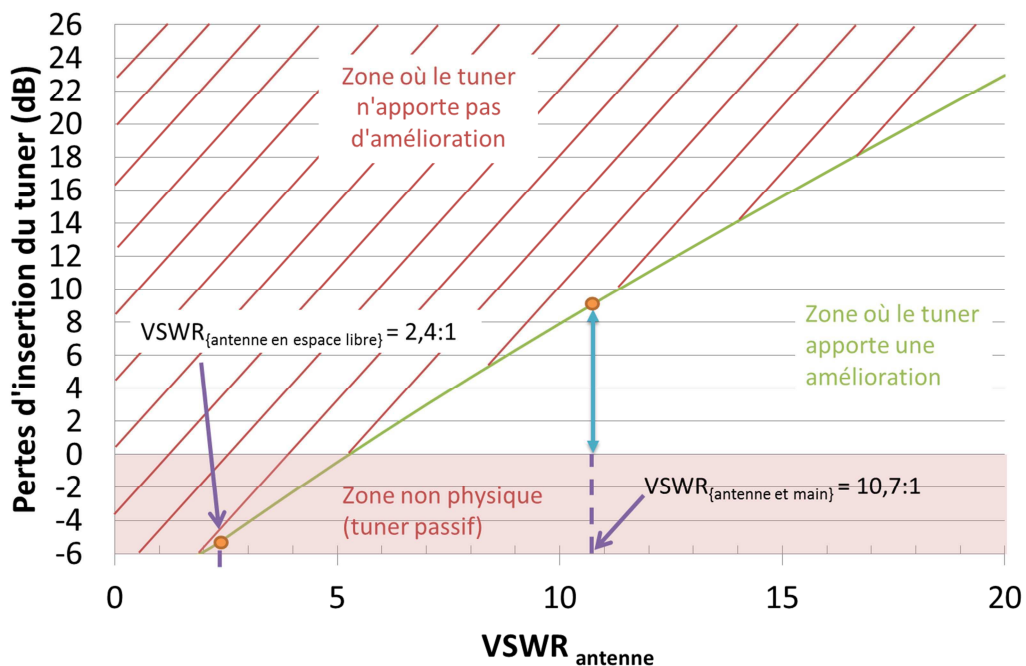
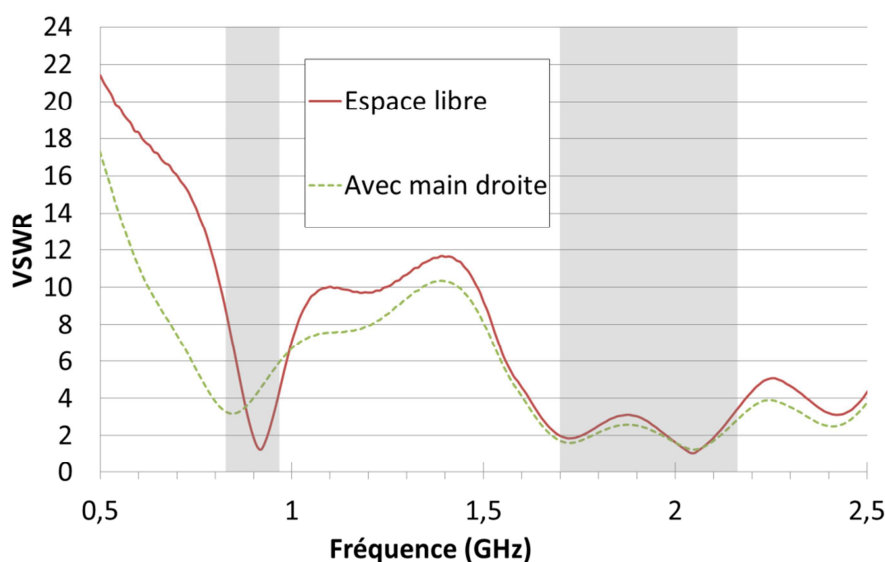


Figure 22 : Pertes d'insertion du tuner en fonction du VSWR<sub>antenne</sub> en prenant en compte la désadaptation, la susceptibilité du PA à sa charge et la dégradation de l'efficacité de l'antenne par l'utilisateur

Cette courbe met en évidence le fait que pour les VSWR faibles, le tuner dégrade le bilan de puissance global. Nous pouvons noter que le VSWR minimum à partir duquel le tuner peut apporter une amélioration a été repoussé à 5:1. De plus, les pertes pour un VSWR de 7:1 devraient être de 2,99 dB, ce qui semble difficilement réalisable au vue des performances que nous avons obtenues avec des tuners testés à 5:1 (de l'ordre de 4 dB dans les meilleurs cas). Les pertes d'insertion qu'il faudrait atteindre ne sont pas réalisables avec un tuner passif pour un  $VSWR < 7:1$ . Il semble donc que lorsque l'on prend en compte la désadaptation de l'antenne par l'utilisateur, la susceptibilité du PA à sa charge et la dégradation de l'efficacité totale de l'antenne, le tuner dégrade les performances dans une grande partie des cas, puisque la désadaptation pire cas reportée dans la bibliographie est de 12:1 [1]. Au final, il semble que la dégradation des performances de l'antenne par l'utilisateur est telle que la correction de la désadaptation est un enjeu secondaire.

Nous venons donc de montrer que le tuner peut avoir un intérêt principalement dans la zone où les VSWR sont les plus élevés. Or ceux-ci apparaissent principalement dans le cas de la bande basse, où l'antenne a une réponse bande étroite, comme le montre la Figure 23. Nous pouvons observer que dans la bande haute (même en bord de bande), les VSWR avec la main restent inférieurs à 3:1. Mais dans la bande basse, les VSWR sont plus élevés et sont sujets à de plus fortes variations.



**Figure 23 : Effet sur le VSWR de la désadaptation d'une antenne commerciale par la main CTIA (exemple du Samsung Galaxy S 2)**

Nous pouvons alors nous demander si il est possible de trouver une méthode de conception d'antenne permettant d'obtenir le même comportement large bande en bande basse qu'en bande haute. Cela sera notamment détaillé dans le chapitre suivant, comme solution alternative à la conception d'un tuner d'antenne.

#### 4.4. DISCUSSION SUR L'INTERET DU TUNER D'ANTENNE

Si nous faisons un premier bilan des conclusions respectives des différentes parties précédentes, nous pouvons dire qu'il n'est pas certain que le tuner soit la meilleure approche pour compenser le problème de l'interaction antenne/utilisateur. En effet, nous avons conclu que le tuner d'antenne n'avait d'utilité que dans les cas de fortes désadaptations (correspondant à des VSWR élevés). Dans le cas contraire, il rajoute des pertes et produit une dégradation.

De plus, étant données les fortes contraintes sur les pertes d'insertion, il semble très difficile de concevoir un tuner générique capable de corriger tous les états de phases. La nécessité de concevoir conjointement l'antenne et le tuner, en prenant en compte le PA, a été établie.

Enfin, le tuner d'antenne ne solutionne pas le problème de la forte chute des performances en rayonnement de l'antenne. L'énergie est dissipée dans le corps de l'utilisateur qui est, compte tenu de ses caractéristiques, un matériau à pertes. C'est à ce niveau que le bilan de puissance est le plus dégradé par le couplage entre l'antenne et l'utilisateur.

Pour les concepteurs de tuners, il est nécessaire de montrer un intérêt fort de ce circuit, mais ils se heurtent aux difficultés que nous venons de mentionner. Dans les configurations normatives, notamment celles imposées par la CTIA pour les tests OTA, les tuners montrent des améliorations de TIS et TRP limitées : en moyenne, la TRP est augmentée de 1,5 dB et la TIS de 1 dB [3] (cf. Figure 24). Sachant que les mesures OTA ont une précision de l'ordre de 1 dB [2], l'amélioration apportée n'est pas significative.

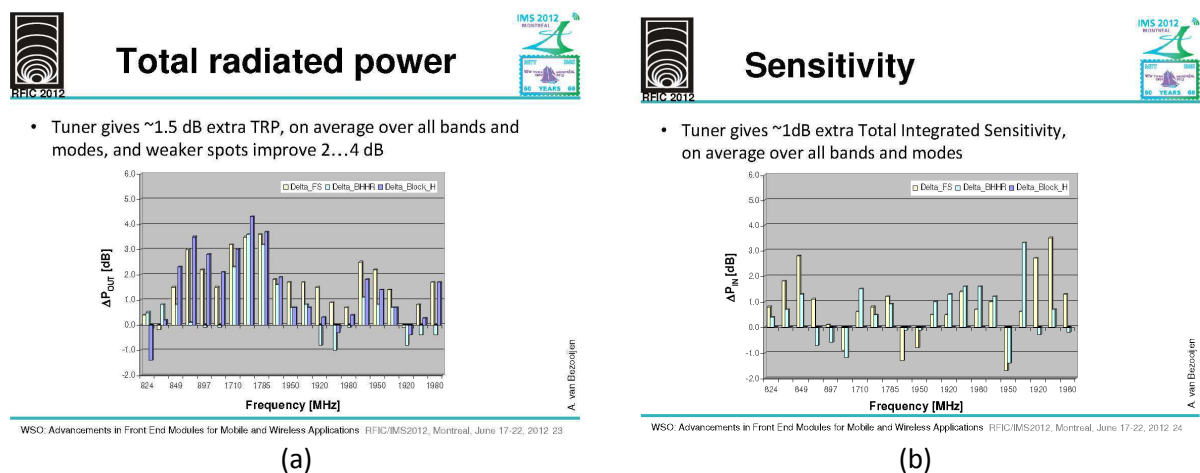
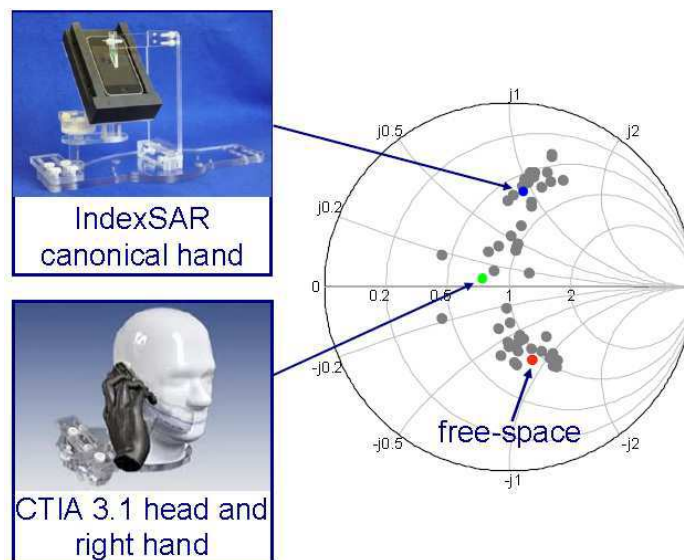


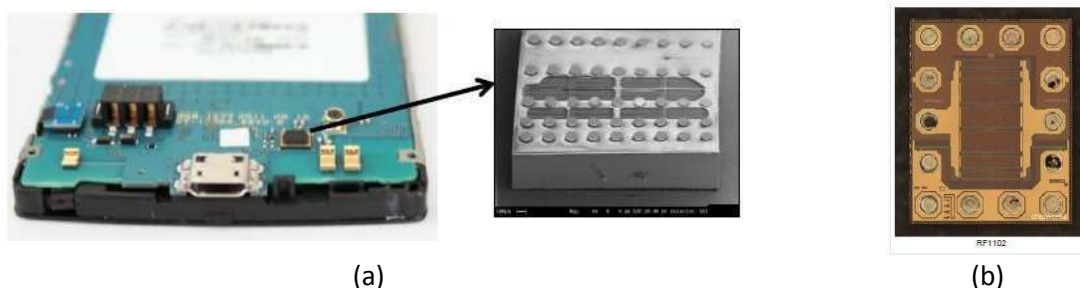
Figure 24 : Effet d'un tuner sur les mesures OTA (a) impact sur la TRP, (b) impact sur la TIS [3]

Les difficultés à justifier l'ajout d'un circuit supplémentaire induisant un coût additionnel ont ainsi amené certains industriels à s'interroger sur les positions normatives de la CTIA. Ainsi, en [6], les auteurs reportent des désadaptations typiques d'antennes causées par l'utilisateur (cf. Figure 25). Ils montrent que la main CTIA permet d'approcher certaines positions, mais celles-ci ne sont pas les pires cas observés sur cet exemple. Ils étudient donc un nouveau fantôme de main dit canonique, proposé par IndexSAR [22], n'ayant pas la forme de la main, mais dont le but est de reproduire de manière plus fidèle les cas les plus désadaptés. L'objectif est ainsi d'atteindre les cas de VSWR les plus élevés et ainsi d'évaluer l'intérêt du tuner sur un ensemble plus exhaustif de cas de désadaptation de l'antenne par l'utilisateur. Même si la question de la modélisation de l'effet de l'utilisateur est une question très pertinente, il semble cependant délicat de faire évoluer les configurations normatives rapidement. De plus, la question de la représentativité de la nouvelle configuration proposée sera nécessairement étudiée. Or cette interrogation est un véritable enjeu, car la définition des configurations actuelles par l'ensemble des acteurs a duré une quinzaine d'années. Pour le moment, les fabricants de téléphones utilisent donc les configurations normatives imposées par la CTIA. Afin d'obtenir l'autorisation de mise sur le marché, un tuner doit montrer des améliorations dans ces conditions.



**Figure 25 : Cas de désadaptation typique d'antenne [6]**

Il est également intéressant de constater une évolution notable de la manière avec laquelle les solutions de tuners d'antennes ont été promues dernièrement. En 2011, le marché du tuner d'antenne était dominé par la société Paratek [23], qui a intégré des tuners dans certaines versions du téléphone Galaxy S2. Depuis, l'entreprise RFMD a capturé la grande majorité du marché (70%, [24]), grâce notamment au tuner inséré dans le téléphone iPhone 5. Ces tuners commerciaux sont des modèles destinés à des zones géographiques restreintes ou un opérateur spécifique, avec des bandes de fonctionnement particulières, comme le Japon ou l'Australie dans le cas du Samsung Galaxy S2, les Etats Unis (AT&T) et l'Angleterre (Vodafone) pour le Samsung Focus Flash (Figure 26-a), l'Australie et le Canada pour l'iPhone 5 (Figure 26-b).



**Figure 26 : Exemples de tuners intégrés dans des téléphones commerciaux (a) module de Wispry utilisant des MEMs RF dans le Samsung Focus Flash [25], (b) module SOI de RFMD de l'iPhone 5 [26]**

En fait, l'objectif principal des tuners d'antennes actuels est de corriger la limitation intrinsèque des antennes commerciales, c'est-à-dire le fonctionnement bande étroite pour les basses fréquences, plutôt que de corriger l'impact de l'utilisateur. Le tuner est donc utilisé aujourd'hui pour accorder et faire résonner l'antenne à une fréquence plus basse, ce qui est très différent de l'objectif initial visant à insérer un tuner à boucle ouverte afin de corriger l'impact de l'utilisateur. Des sociétés comme Peregrine justifient désormais l'utilisation de l'accordabilité pour implémenter une antenne fonctionnant dans les bandes 700 MHz dans un volume contraint, en faisant résonner plus bas en fréquence une antenne pentabande usuelle. Peregrine insiste sur le fait qu'une antenne 4G agile ne consommera pas plus d'espace que son équivalent 3G, tout en permettant d'accorder l'antenne à son environnement dans le téléphone (batterie, écran,...) ou à une bande de fréquence spécifique utilisée dans une zone géographique particulière [27].

Cette solution n'est pas novatrice : l'utilisation d'une capacité variable afin d'accorder l'antenne est utilisée depuis de nombreuses années dans les systèmes NFC [28]. De plus, une société comme Sony propose des capacités variables, dédiées à de telles applications depuis une dizaine d'années : il s'agit de la gamme de produit SSC (*Switchable Step Capacitor*) [29], mentionnée en Chapitre 3 (partie 3.2.1.2).

Cette évolution de la thématique du tuner d'antenne peut également être observée de par l'implication croissante de fabricants d'antennes, comme Taoglas [27] ou Pulse Electronics [30]. En effet, comme la problématique s'est déplacée de la question de la correction de la désadaptation au développement de solutions d'antennes agiles, il est naturel de voir les fabricants d'antennes traiter cette thématique. Une alternative consistant à concevoir une antenne large bande en déplaçant la fréquence de résonance grâce à des composants accordables (généralement des capacités) a notamment été proposée puis commercialisée [30].

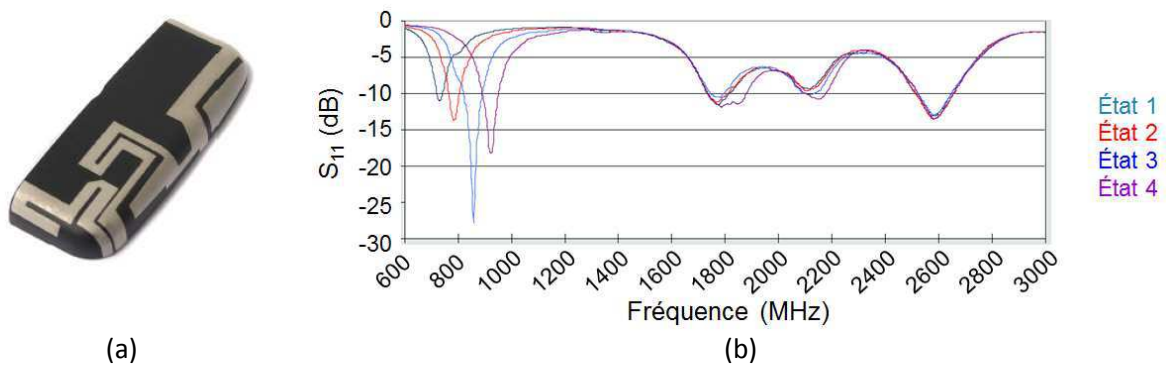


Figure 27 : Antenne agile (a) module antennaire, (b) coefficient de réflexion [30]

Ce changement de stratégie confirme ainsi le fait que le composant qui doit être modifié est l'antenne. Cependant, l'inconvénient principal des solutions d'antennes agiles proposées réside dans le fait qu'elles ne permettent pas d'utiliser le schéma d'agrégation de porteuses, car l'antenne n'est pas adaptée dans toutes les bandes simultanément. Ainsi dans l'exemple de la Figure 27, il n'est pas possible d'agréger deux canaux se trouvant tous deux aux extrémités de la macrobande 698-960 MHz, car l'adaptation de la bande est effectuée grâce à 4 états différents de polarisation d'un composant accordable. Le comportement large bande est donc obtenu de façon artificielle, ce qui ne manquera pas de poser de nombreux défis avec le passage vers le standard 4G.

#### 4.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons évalué l'amélioration apportée par le tuner à l'échelle du système RF. Nous avons donc testé l'un des tuners réalisés dans le cadre de ce travail avec une antenne commerciale, afin de valider le fonctionnement dans des conditions réelles. Nous avons ainsi pu observer une bonne correction de la désadaptation, mais aussi des pertes d'insertion élevées, qui dégradaient le bilan de pertes globales du système. Nous avons donc progressivement défini un facteur de mérite permettant de quantifier les pertes d'insertion à ne pas dépasser afin d'apporter une amélioration effective au bilan de puissance complet du système RF. Le premier facteur de mérite ne prenant en compte que la désadaptation de l'antenne par l'utilisateur a montré que le tuner ne pouvait apporter une amélioration que pour les VSWR élevés.



Cette approche ne prenait pas en compte la susceptibilité à la charge de l'amplificateur de puissance. Celle-ci a un impact sur la puissance délivrée par le PA qui dépend de la charge qui lui est présentée et est donc inférieure à la puissance maximale. Cette dégradation de la puissance devait permettre de relâcher légèrement les contraintes sur les pertes d'insertion du tuner, mais ce raisonnement est incomplet.

En effet, la désadaptation de l'antenne n'est pas la seule conséquence du couplage entre l'utilisateur et l'élément rayonnant. La mesure des efficacités d'antennes commerciales ainsi que des références bibliographiques ont montré la dégradation des performances en rayonnement de l'antenne en présence de la tête et la main de l'utilisateur. Nous avons pu observer que les efficacités totales d'antennes commerciales étaient très faibles (environ 5% en bande basse, entre 5 et 15 % en bande haute) en présence de la tête et de la main. Cette dégradation très nette est également visible sur la TRP, qui chute d'une valeur comprise entre 6 et 14 dB, lorsque l'on considère l'effet de l'utilisateur. Cette dégradation de l'efficacité de l'antenne est largement attribuable à la dissipation de l'énergie dans le milieu à pertes que constitue le corps humain, particulièrement dans la bande haute. Lorsque la dégradation d'efficacité due à l'effet de utilisateur est prise en compte dans le facteur de mérite que nous avons défini, il n'est pas possible de réaliser un tuner apportant un gain sur les performances globales pour un  $VSWR < 7:1$ , c'est-à-dire dans la majorité des cas.

D'une part, les tuners commerciaux sont aujourd'hui destinés à un marché limité (quelques dizaines de millions de pièces [24] sur un marché de 1,7 milliards de téléphones vendus en 2012 [31]). D'autre part, les gains reportés dans la littérature concernant l'augmentation de la TRP sont plutôt modérés. Par ailleurs, les solutions alternatives proposées actuellement, comme les antennes agiles en fréquence, ne sont pas compatibles avec l'une des spécifications majeures de la 4G (l'agrégation de porteuses). Il semble donc nécessaire de proposer une troisième approche. En effet, nous avons pu remarquer que l'influence de l'utilisateur était particulièrement destructrice en bande basse, où les antennes commerciales que nous avons étudiées sont adaptées sur une bande de fréquence très étroite, alors qu'elle est limitée dans la bande haute qui est beaucoup plus large. Plus qu'un circuit d'adaptation agile, c'est donc avant tout une solution d'antenne large bande qui semble aujourd'hui nécessaire afin de traiter les problèmes actuels d'interaction avec l'utilisateur et les défis liés à l'introduction du standard 4G. Nous allons donc évaluer dans le chapitre suivant la faisabilité d'une antenne large bande, fonctionnant pour les applications 4G, dont le caractère large bande devrait assurer une meilleure robustesse à l'effet de l'utilisateur. Afin de proposer une telle solution, nous allons proposer une technique de conception innovante, mêlant les techniques de conception classiques d'antennes et de circuits.

### REFERENCES DU CHAPITRE 4

- [1] K. R. Boyle, E. Spits, M. A. De Jongh, S. Sato, T. Bakker et A. Van Bezooijen, *A Self-Contained Adaptive Antenna Tuner for Mobile Phones*, 2012 IEEE European Conference for Antenna and Propagation (EuCAP), Avril 2012.
- [2] [http://www.satimo.com/sites/www.satimo.com/files/Datasheets\\_StarLab\\_2.pdf](http://www.satimo.com/sites/www.satimo.com/files/Datasheets_StarLab_2.pdf).



- [3] A. Van Bezooijen, *Antenna tuner for hand-sets*, Workshop on "Advancements in Front End Modules for Mobile and Wireless Applications", IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Juin 2012.
- [4] P. Carson et S. Brown, *Less is More: The New Mobile RF Front-End*, Microwave Journal, <http://www.microwavejournal.com/articles/20008-less-is-more-the-new-mobile-rf-front-end>, Juin 2013.
- [5] Y. Li, *Contribution à l'optimisation des performances d'antennes de téléphones mobiles à l'aide de technique d'adaptation*, Thèse de doctorat, Décembre 2009.
- [6] K. R. Boyle, E. Spits, M. De Jongh, S. Sato, T. Bakker et A. Van Bezooijen, *Gain Statistics for Mobile Phone Antenna Tuners*, 2013 IEEE European Conference for Antenna and Propagation (EuCAP), Avril 2013.
- [7] G. Pailloncy, *Propriétés hyperfréquences et de bruit de MOSFETS sur substrat massif et SOI jusqu'au noeud technologique 65 nm*, Thèse de doctorat, 2005LIL10109, Novembre 2005.
- [8] <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5952-8255E.pdf>.
- [9] J. Anguera, A. Andújar, A. Camps, C. Puente et C. Picher, *Mitigation of the finger loading effect in handsets antennas*, Barcelona: 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 12-16 Avril 2010.
- [10] W. Peroulis et N. A. Dimitrios, *Bandwidth-optimal Single-tunable-element Matching Network for Antenna Tuning in Mobile Handsets*, IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Juin 2011.
- [11] Q. Rao et D. Wang, *A Compact Dual-Port Diversity Antenna for Long Term Evolution Handheld Devices*, vol. 59, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Mars 2010.
- [12] C. Rowell et E. Y. Lam, *Mobile Phone Antenna Design*, vol. 54, Août 2012, pp. 14-34.
- [13] D. U. Sim et S. O. Park, *A Triple band Internal Antenna: Design and Performance in Presence of the Handset Case, Battery and Human Head*, vol. 47, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Août 2005, pp. 658- 666.
- [14] Q. Guo, R. Mittra et J. Byun, *Designing a quad-band antenna for mobile phone applications including metal ring and hand effects*, 2012 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Juillet 2012.
- [15] A. Andújar, J. Anguera, Y. Cobo et C. Picher, *Distributed Antenna Systems for Wireless Handheld Devices Robust to Hand Loading*, vol. 60, IEEE Transactions on Antenna and Propagation, Octobre 2012.
- [16] C. I. Lin et K. L. Wong, *Internal Meandered Loop Antenna for Multiband Mobile Phone*, 2007 IEEE

Antennas and Propagation Society International Symposium, Juin 2007.

- [17] C. Picher, J. Anguera, A. Andújar, C. Puente et S. Kahng, *Analysis of the Human Head Interaction in Handset Antennas with Slotted Ground Planes*, vol. 54, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Avril 2012, pp. 36-56.
- [18] CTIA, *Test Plan for Wireless Device Over the Air Performances*, [http://files.ctia.org/pdf/CTIA\\_OTA\\_Test\\_Plan\\_Rev\\_3.2.pdf](http://files.ctia.org/pdf/CTIA_OTA_Test_Plan_Rev_3.2.pdf), Novembre 2012.
- [19] 3GPP, *3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; User Equipment (UE) / Mobile Station (MS) Over The Air (OTA) antenna performance; Conformance testing (Release 11)*, Décembre 2012.
- [20] B. Bonnet, *Mesures de TRP et de TIS*, Rapport Interne, Site de STMicroelectronics de Tours, Avril 2013.
- [21] <http://www.cst.com/Content/Documents/Articles/article730/CST-SuccessStory-Pulse-2013.pdf>.
- [22] <http://www.indexsar.com/index.html>.
- [23] <http://wireless.sys-con.com/node/2072050>.
- [24] Yole, *RF-MEMS: From Technology Push to Market Pull?*, Microwave & RF 2013 - Conférence RF MEMS, 10 Avril 2013.
- [25] [http://www.i-micronews.com/upload/Rapports/Yole\\_RF\\_Filters\\_PAs\\_Antenna\\_Switches\\_Report\\_Sample.pdf](http://www.i-micronews.com/upload/Rapports/Yole_RF_Filters_PAs_Antenna_Switches_Report_Sample.pdf).
- [26] <http://www.chipworks.com/blog/recentteardowns/2012/10/02/apple-iphone-5-the-rf/>.
- [27] <http://www.psemi.com/content/news/pdf.php?article=1001&source=news#sthash.1M76F2d1.UNb3vXga.dpbs>.
- [28] [http://www.electro-tech-online.com/custompdfs/2010/09/2008\\_07\\_23\\_csndsp08-1.pdf](http://www.electro-tech-online.com/custompdfs/2010/09/2008_07_23_csndsp08-1.pdf).
- [29] [http://www.sony.net/Products/SC-HP/cx\\_news/vol57/pdf/cxg1400\\_05xr.pdf](http://www.sony.net/Products/SC-HP/cx_news/vol57/pdf/cxg1400_05xr.pdf).
- [30] [http://www.pulseelectronics.com/download/3667/adjustable\\_lte\\_antenna](http://www.pulseelectronics.com/download/3667/adjustable_lte_antenna).
- [31] <http://www.idc.com/getdoc.jsp?containerId=prUS23916413>.

# **Chapitre 5 : Antennes cellulaires large bande innovantes**

Chapitre 5 : Antennes cellulaires large bande innovantes.....	129
5.1. Cahier des charges d’une antenne large bande.....	131
5.2. Méthode de conception innovante mêlant conception d’antennes et de circuits passifs.....	132
5.2.1. Concept développé.....	132
5.2.2. Outils de simulations.....	133
5.2.3. Méthodologie mise en œuvre.....	135
5.3. Contexte et contraintes technologiques.....	136
5.3.1. Choix de la technologie de réalisation d’antenne.....	136
5.3.2. Définition des contraintes d’intégration pour la pièce plastique.....	138
5.3.3. Dimensionnement et réalisation du PCB.....	139
5.4. Méthodes de mesure et de correction de l’effet du câble.....	139
5.5. Exemples de réalisation fonctionnant dans la bande basse.....	141
5.5.1. Conception des antennes seules.....	142
5.5.2. Cas du combineur/diviseur de puissance.....	143
5.5.2.1. Conception du combineur/diviseur de puissance.....	143
5.5.2.2. Comparaison simulations-mesures.....	144
5.5.2.3. Effet du boîtier.....	145
5.5.3. Cas du diplexeur.....	146
5.5.3.1. Conception du diplexeur.....	146
5.5.3.2. Comparaison simulations-mesures.....	147
5.5.3.3. Effet du boîtier.....	148
5.6. Intégration plastronique.....	149
5.7. Généralisation du principe.....	151
5.7.1. Architecture pour couvrir 2 bandes.....	151
5.7.2. Architecture pour couvrir 3 bandes.....	152
5.7.3. Exemple de la réalisation d’une antenne multibande.....	154
5.8. Effet de l’utilisateur sur une antenne multibande.....	156
5.9. Mise en perspective des résultats avec l’état de l’art.....	160
5.9.1. Approche utilisant des antennes reconfigurables en fréquence.....	160
5.9.2. Approche utilisant plusieurs accès.....	160
5.9.3. Approches utilisant une antenne à faible facteur de qualité.....	161
5.10. Conclusion.....	164
Références du chapitre 5.....	166

Dans le chapitre précédent, nous avons évalué l'apport d'un dispositif d'accord d'antennes soumises à l'effet de l'utilisateur, à l'échelle du système RF. Pour cela, nous avons étudié le bilan de pertes complet et mis en évidence les trois types de pertes induits par le couplage à l'utilisateur : les pertes de désadaptation, les pertes dues à la susceptibilité du PA à sa charge et enfin les pertes dissipées dans le corps humain, qui entraînent une chute des performances en rayonnement de l'antenne. Nous avons montré que si ses pertes d'insertions sont faibles, le tuner peut améliorer ces deux premières contributions. Mais il ne permet pas d'éviter la dégradation des performances en efficacité et en TRP, alors que celle-ci est la partie la plus dégradée du bilan de pertes, pour les valeurs de VSWR modérées (soit la majorité des cas). Nous avons également réalisé un état de l'art des solutions actuelles et avons conclu sur la nécessité d'apporter une solution alternative à celles proposées aujourd'hui (tuners en boucle ouverte ou fermée, agilité en fréquence de l'antenne). Nous avons constaté que l'impact de l'utilisateur était particulièrement destructif par rapport aux performances de l'antenne en bande basse, pour laquelle les antennes commerciales ont un fonctionnement bande étroite. Aussi, nous avons souhaité évaluer l'intérêt des solutions d'antennes large bande, pour traiter cette problématique de l'interaction avec l'utilisateur. En effet, une antenne large bande devrait *a priori* permettre de présenter au module *front-end* des VSWR modérés en présence de l'utilisateur. De plus, avoir une bande passante très large permet d'anticiper les décalages en fréquence dus à l'utilisateur.

Ce chapitre a pour objectif d'investiguer la faisabilité de la conception d'antennes large bande pour les équipements mobiles, au sein des réseaux cellulaires, compatibles avec les nouvelles normes 4G. Dans un premier temps, nous allons décrire le cahier des charges de telles antennes. Puis, nous allons détailler une méthodologie de conception innovante, développée durant ce travail, basée sur l'association de techniques de conception d'antennes et de conception de circuits. Une troisième partie sera consacrée à la description du contexte et des contraintes technologiques. Nous présenterons alors plusieurs exemples de réalisations, ainsi que la généralisation de notre méthode de conception. Nous développerons ensuite le concept de module antenneur plastronique, intégrant des composants discrets sur celui-ci. Les performances avec la tête et la main seront alors évaluées pour vérifier la robustesse de la solution vis à vis de l'impact de l'utilisateur. La dernière partie permettra de comparer les résultats de ces travaux à l'état de l'art.

## 5.1. CAHIER DES CHARGES D'UNE ANTENNE LARGE BANDE

Cette première partie a pour but de fixer le cahier des charges de l'évaluation d'une antenne large bande, fonctionnant pour des applications 4G. Comme présenté dans le premier chapitre, le standard 4G impose tout d'abord de nombreuses bandes de fréquences de fonctionnement. Pour les différents prototypes réalisés pendant la thèse (non présentés en intégralité ici), nous avons considéré les 4 macrobandes principales :

- 698-960 MHz, appelée bande LB dans la suite du manuscrit;
- 1710-2170 MHz, nommée bande MB ;
- 2500-2690 MHz, désignée par bande HB;
- 3300-3800 MHz, référencée comme bande WiMAX.

Nous pouvons noter que la bande basse est celle qui présente le plus de difficultés, de par la longueur des éléments quart d'ondes à concevoir ( $\frac{\lambda}{4}=108$  mm dans l'air, pour  $f=698$  MHz) et de par la

largeur de la bande de fréquence de fonctionnement (260 MHz de bande passante). Dans ces quatre bandes de fréquences, le coefficient de réflexion devra donc être inférieur à -6 dB et les efficacités devront être les plus élevées possibles. En utilisant les résultats de mesure des antennes commerciales (cf. Chapitres 2, partie 2.3.4.2. et Chapitre 4, partie 4.3.1.), nous allons considérer les valeurs d'efficacité reportées dans le Tableau 1. Les bornes supérieures indiquées dans les encadrements sont celles qui ont été mesurées et ne visent pas à limiter les performances.

Scénario Bandes	Espace libre	Main seule	Tête et main
Bande basse (LB)	$5\% < \eta < 40\%$	$7\% < \eta < 15\%$	$\eta < 5\%$
Bandes hautes (MB, HB, WiMAX)	$25\% < \eta < 58\%$	$13\% < \eta < 28\%$	$\eta < 10\%$

**Tableau 1 : Cahier des charges des efficacités, basé sur les mesures d'antennes commerciales 3G (câble WFL-SMA compris dans la mesure)**

De plus, le premier chapitre a également mis en évidence la nécessité de supporter l'agrégation de porteuses. Cela se traduit pour l'antenne par le besoin de garantir l'adaptation simultanée sur toutes les bandes de fonctionnement.

Enfin, le dernier élément à prendre en compte lors de la conception de l'élément rayonnant est le nombre d'accès. En effet, nous avons vu que le *front-end* d'un téléphone est mono-accès et qu'il est relié à l'antenne par un câble WFL-WFL mesurant environ 10 cm. Il est donc difficilement envisageable d'utiliser plusieurs accès pour l'antenne, car cela impliquerait plusieurs câbles et donc une complexité supplémentaire d'assemblage du téléphone. La deuxième conséquence serait la nécessité de changer d'architecture pour les circuits constituant la partie d'émission/réception RF : une telle approche n'a historiquement été utilisée que par Nokia, seul constructeur de téléphone à notre connaissance à utiliser une antenne à double alimentation.

En conclusion, notre solution antenne doit donc être multibande, mono-accès, avec un coefficient de réflexion inférieur à -6 dB sur toutes les bandes simultanément et la plus haute efficacité, le tout dans un espace contraint (de l'ordre de 5 cm<sup>3</sup>) et avec une bonne robustesse à l'effet de utilisateur ( $S_{11}$  inférieur à -6 dB et efficacité de l'ordre de grandeur de celle des antennes commerciales). Ce cahier des charges très contraignant n'a pas pu être traité par des méthodologies de conception d'antennes classiques. Il nous a donc semblé pertinent d'essayer de répondre à cette problématique en proposant une nouvelle méthodologie de conception de module antenne, mettant à profit les techniques de conception présentes dans les communautés circuits et antennes. La description de cette méthodologie est l'objet de la partie suivante.

## 5.2. METHODE DE CONCEPTION INNOVANTE MELANT CONCEPTION D'ANTENNES ET DE CIRCUITS PASSIFS

### 5.2.1. CONCEPT DEVELOPPE

Dans le chapitre 4, nous avons remarqué que l'antenne commerciale mesurée subit un plus fort impact de l'utilisateur en bande basse qu'en bande haute. Cela semble lié au caractère bande étroite de l'antenne en bande basse. Ainsi, lorsqu'elle est large bande (en bande haute), l'effet de l'utilisateur ne modifie pas significativement les performances en adaptation. Par contre, en bande

basse, le couplage à l'utilisateur entraîne à la fois un décalage en fréquence et une désadaptation, ce qui dégrade rapidement les performances.

Afin de concevoir une antenne multibande, mono-accès, compatible avec le standard 4G et robuste à l'impact de l'utilisateur, nous avons choisi de concevoir une antenne large bande, en utilisant plusieurs éléments rayonnants et des circuits pour les recombinaison. Le principe que nous avons mis en œuvre consiste à utiliser plusieurs antennes ayant une réponse bande étroite, fonctionnant dans des bandes différentes et bien isolées entre elles. Le circuit d'adaptation usuellement utilisé en sortie des éléments rayonnants est alors remplacé par plusieurs circuits plus complexes dont le but est d'agréger les différentes réponses des éléments rayonnants afin de les recombinaison et de garantir une réponse large bande et mono-accès. Ces circuits sont de type filtre (passe-bas ou passe-haut) et diviseur/combineur de puissance. Plusieurs exemples seront illustrés dans les parties 5.4. et 5.5. Ce principe a fait l'objet d'un brevet [1].

L'avantage de cette solution est de relâcher les contraintes sur la conception des éléments rayonnants car dans un téléphone, la taille du plan de masse étant réduite, les performances en bande sont également limitées. L'autre avantage de cette approche est qu'il n'est pas nécessaire de re-concevoir entièrement le système pour lui permettre de fonctionner dans de nouvelles bandes de fréquence. Ainsi, l'ajout d'une bande supplémentaire se traduit par l'addition d'un élément rayonnant et d'un circuit correspondant à la bande concernée.

L'inconvénient prévisible de cette approche concerne les pertes. En effet, tout circuit supplémentaire ajoutant de nouvelles pertes, l'efficacité totale est donc diminuée. Il est alors essentiel de concevoir des circuits avec les plus faibles pertes possibles, mais également d'optimiser la réponse finale du système antenne en prenant en compte les critères d'adaptation et d'efficacité totale.

Afin de mettre en œuvre cette méthode de conception, plusieurs logiciels ont été utilisés. Ceux-ci sont décrits dans la partie suivante.

---

### 5.2.2. OUTILS DE SIMULATIONS

Concernant la simulation électromagnétique, il existe de nombreux logiciels, qui utilisent les équations de Maxwell dans leur forme intégrale ou différentielle. La première donne lieu à la méthode des moments MoM (*Method of Moments*), la seconde est la base de trois méthodes : la méthode FEM (*Finite Elements Method*/ Méthode des éléments finis), la méthode FDTD (*Finite Difference Time Domain*/ Méthode de la différence finie dans le domaine temporel) et la méthode FIT (*Finite Integration Technique*/ Méthode d'intégration finie).

La méthode des moments utilise les équations portant sur les charges et les courants de l'objet à simuler. Elle procède à partir du maillage des surfaces entre domaines homogènes et calcule directement les répartitions de charges et de courants compte tenu des hypothèses d'excitation et des propriétés électriques des milieux (conductivité des conducteurs, permittivités complexes dans les parties diélectriques) [2, 3]. Cette méthode est essentiellement utilisée dans le domaine fréquentiel. La solution doit donc être déterminée à chaque fréquence d'intérêt. Cette méthode est très répandue dans les logiciels industriels, comme par exemple Momentum dédié aux circuits RF planaires (commercialisé par Agilent [4]) ou FEKO (EMSS, [5]), HFSS (Ansys, [6]), Microwave Studio (CST, [7]), logiciels généralistes 3D.



L'utilisation des formules différentielles nécessite la discrétisation de tout l'espace considéré dans la simulation, et est donc la plus adaptée pour modéliser de petits volumes avec des détails géométriques très complexes [3].

La FEM est une méthode basée sur la résolution des équations différentielles partielles, de la forme  $L[f] = s$ , avec  $L$  un opérateur,  $s$  une source et  $f$  est le champ recherché. Utilisée comme la méthode des moments dans le domaine harmonique en règle générale, elle procède par subdivision des volumes en tétraèdres irréguliers, qui permettent une reproduction précise des formes complexes, y compris courbes. Les champs dans ces éléments sont exprimés avec un certain nombre de fonctions de base, comme des polynômes. Le résidu  $r = L[f] - s$  est rendu infinitésimal. Les poids affectés aux résidus permettent la résolution de la fonction inconnue  $f$  [3, 8]. Cette méthode est utilisée dans de nombreux domaines de la physique appliquée. Elle est par exemple implémentée dans le logiciel multi-physique COMSOL [9]. Pour les applications RF, elle se trouve dans différents logiciels comme EMPro (Agilent, [10]), FEKO [5], Microwave Studio (CST, [7], solveur fréquentiel). Le logiciel CAO de référence pour les applications de la méthode des éléments finis dans le domaine RF est HFSS (Ansys, [6]).

La FDTD est basée sur le principe suivant : la dérivée temporelle du champ  $H$  est dépendante du champ  $E$  et vice versa. Cela signifie qu'en chaque point de l'espace, une version mise à jour dans le temps du champ  $E/H$  dépend de la valeur stockée et de la distribution locale du champ  $H/E$  dans l'espace. La FDTD procède en résolvant en fonction du temps les équations différentielles liant les valeurs des champs  $E$  et  $H$  en des points suffisamment près les uns des autres. Elle est implémentée en discrétisant les différences finies des opérateurs de dérivation, puis en faisant diminuer la distance entre les points considérés : le calcul est donc réalisé directement sur les champs. Une transformée de Fourier est finalement réalisée, après la résolution temporelle, afin d'obtenir les résultats dans le domaine fréquentiel [2, 3]. Cette méthode est utilisée par Empire XCell<sup>TM</sup> [11], développé par l'IMST ou XFDTD (Remcom, [12]).

La méthode FIT peut être considérée comme une généralisation très puissante de la méthode FDTD. Elle consiste à décrire les équations de Maxwell sur les différents points correspondants à un quadrillage de l'espace (cartésien ou non orthogonal). Les équations obtenues par cette méthode possèdent quelques propriétés inhérentes des équations de Maxwell comme la conservation de la charge et de l'énergie, ce qui les rend attractives. Ainsi, dans le domaine temporel, les équations résultant du quadrillage sont dans certains cas équivalentes à celles obtenues en FDTD, mais la FiT est appliquée à la forme intégrale des équations de champs [3]. Cette méthode est la méthode utilisée par le solveur temporel du logiciel Microwave Studio (CST, [7]).

Dans le cadre de la thèse et grâce aux moyens mis à disposition sur le site de STMicroelectronics, nous avons ainsi utilisé deux logiciels de référence pour les simulations électromagnétiques : HFSS pour les simulations fréquentielles FEM et Microwave Studio (MWS) pour les simulations temporelles FiT. Nous avons également bénéficié de la plateforme de simulation des circuits/systèmes RF ADS (Agilent Technologies) et du module circuit Design Studio (DS) intégré à l'environnement CAO du logiciel MWS.

### 5.2.3. METHODOLOGIE MISE EN ŒUVRE

Nous allons illustrer le flot de simulation utilisé dans le cadre de la thèse pour la conception d'un circuit utilisant 2 antennes. La première étape consiste à simuler les éléments rayonnants avec HFSS, les impédances des ports d'accès étant 50 Ohms (aucun élément circuit additionnel). Lors de cette étape, nous concevons des antennes bandes étroites (dans notre cas, 2 éléments rayonnants) résonnant aux fréquences d'intérêts, en s'assurant d'un faible couplage (-10 dB) entre elles : c'est l'étape A de la Figure 1. HFSS ne permet pas d'intégrer directement à la simulation EM la présence de composants discrets modélisés par leur réponse en paramètre S. Il est alors nécessaire d'exporter les paramètres S (fichier au format Touchstone « .s2p ») issus de la simulation EM des deux antennes (dont la conception est alors figée) vers un simulateur de type circuit, permettant de prendre en compte l'ajout des composants discrets en amont de l'antenne.

Un logiciel comme ADS permet par exemple de simuler des composants réalistes en utilisant un *Design Kit* fourni par leur fabricant. Dans notre cas, nous avons utilisé des composants de la société Murata, de taille 0201. Le logiciel nous permet de simuler ces composants en utilisant les valeurs nominales mesurées pour chaque lot de composants par Murata. Nous avons alors pu optimiser le circuit en prenant en compte deux critères : l'adaptation du système {antenne + circuit}, ainsi que ses pertes, ce qui nous donne des indications de l'efficacité d'un tel système. Mais ce calcul de pertes fait deux hypothèses : il considère que l'efficacité de rayonnement de l'antenne vaut 100% (car cette information n'est pas contenue dans les paramètres S transférés) et que le couplage entre les deux antennes est négligeable (le couplage ne peut pas être pris en compte lors du calcul des pertes avec le logiciel circuit). Ce dernier point est en général vérifié, car les deux antennes sont conçues pour avoir un faible couplage (inférieur à -10 dB) entre elles. Ceci est noté Etape B dans la Figure 1.

Enfin, afin de vérifier cette valeur d'efficacité estimée, il est possible de simuler l'ensemble du système {antenne + circuit}, grâce au module Design Studio de CST qui permet de considérer un élément simulé de manière électromagnétique (ici, avec le solveur utilisant la méthode FiT) dans la partie Microwave Studio et un circuit associé : c'est l'étape C de la Figure 1. Le logiciel CST permet donc de visualiser l'efficacité totale, sans réaliser aucune hypothèse (contrairement à l'estimation que nous réalisons sous ADS) et permet également d'afficher le diagramme de rayonnement, qui ne peut pas être déduit des étapes A et B. La simulation avec CST permet de valider la conception, en utilisant une deuxième méthode de résolution pour la partie EM.

Bien que CST permette de simuler les parties EM et circuits, il est nécessaire de conserver l'étape B, réalisée sous ADS malgré les hypothèses décrites précédemment. En effet, il n'est pas possible d'optimiser les composants réels en utilisant uniquement CST (pas de *Design Kit* intégré dans DS et donc pas de possibilité de faire varier les valeurs de composants de manière automatisée). De plus, celui-ci n'a été disponible que tardivement à STMicroelectronics à l'échelle de la thèse.

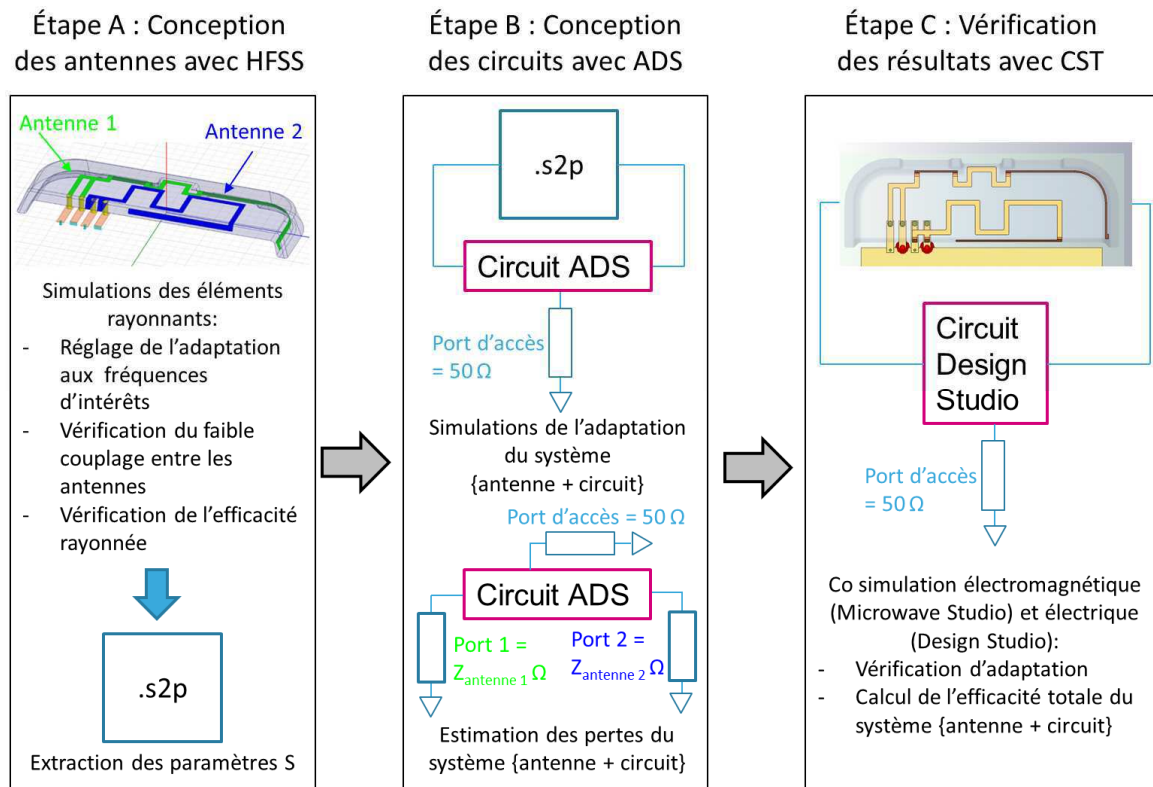


Figure 1 : Illustration du flot de simulation

Maintenant que nous avons décrit les différents outils de simulation et que nous avons détaillé le flot de simulation utilisé, nous allons présenter le contexte et les contraintes technologiques associées à la conception des antennes large bande.

### 5.3. CONTEXTE ET CONTRAINTES TECHNOLOGIQUES

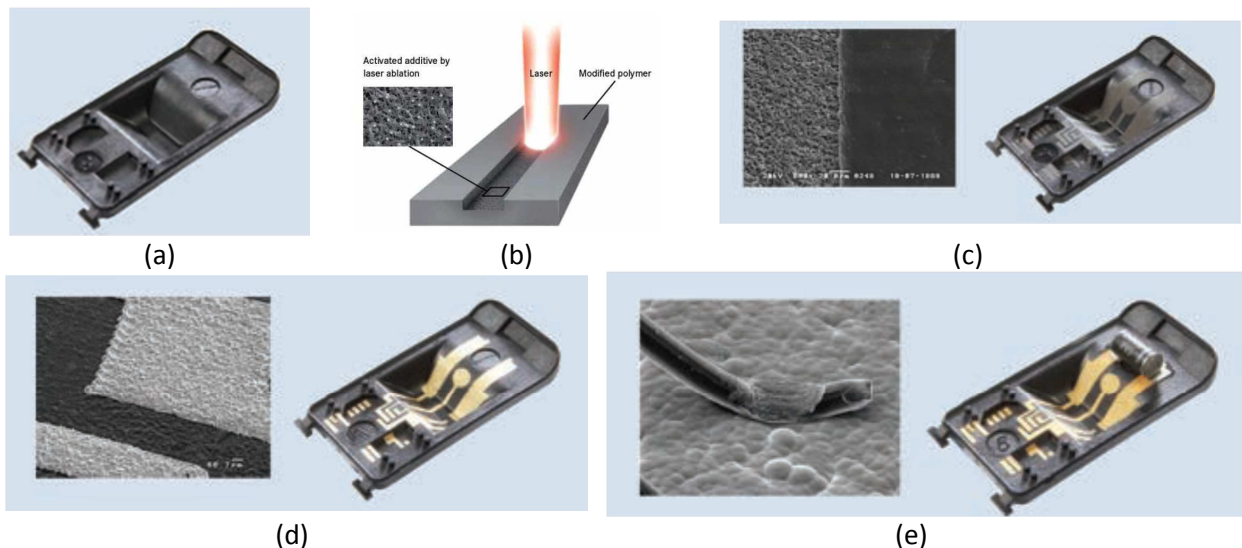
#### 5.3.1. CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE REALISATION D'ANTENNE

La première contrainte concerne la technologie utilisée. C'est en effet celle-ci qui va fixer les limites de la conception en termes de formes et de dimensions réalisables. Dans le chapitre 2, dans la partie 2.3.3, nous avons étudié les différentes technologies utilisables pour la fabrication d'antennes, et dans la partie 2.3.4.1, nous avons observé que les antennes commerciales actuelles sont réalisées en technologie MID, afin d'unir les fonctions mécaniques et électriques sur une seule pièce.

Concernant la fabrication en technologie MID, le procédé ayant montré le plus de potentiel [13] est le LDS (*Laser Direct Structuring* / Structuration Directe par Laser), développé et breveté par la société LPKF [14]. En effet, celui-ci permet le report direct de composants sur une pièce plastique. Dans le cadre de nos développements, cela permet d'intégrer les circuits sur la pièce plastique, supportant l'antenne. Nous pouvons ainsi créer un module antenne, qui n'impose pas d'autre contrainte au PCB que celle du plan de masse.

Le principe du procédé LDS est le suivant [13, 14, 15] : la pièce est réalisée par injection, dans un plastique dopé avec un additif spécifique. Le granulé plastique séché et préchauffé est injecté sous haute pression dans un moule. Après refroidissement, le composant rigide est une réplique

exacte du moule, comme illustré en Figure 2-a. Puis, le faisceau laser provoque une réaction physico-chimique qui casse les liaisons à l'intérieur du plastique et crée des nucléons métalliques : c'est l'activation (Figure 2-b et c). Nous pouvons noter que le laser n'enlève que la matrice polymère et non les charges ajoutées au plastique, ce qui crée des irrégularités à la surface du plastique. L'étape suivante est la métallisation (Figure 2-d), qui commence par un nettoyage afin d'enlever les débris générés par le laser. Ensuite, les échantillons sont plongés dans des bains chimiques (procédé additif, sans courant), composés de cuivre, de nickel et d'or. Les dépôts des trois métaux sont successifs et ont des rôles spécifiques. Le cuivre assure la conduction électrique alors que l'or garantit la bonne tenue de la soudure et permet de réaliser une protection anticorrosion. Le nickel sert d'interface entre le cuivre et l'or, car lorsque l'or est déposé directement sur le cuivre, il a tendance à migrer dans la couche de cuivre et à s'oxyder. Lors des bains chimiques, la métallisation s'ancore dans les rainures issues de l'étape précédente et le dépôt est réalisé à une vitesse typique de 5  $\mu\text{m}/\text{heure}$ . Il est possible d'effectuer une dernière étape : l'assemblage de composants CMS sur plastique (Figure 2-e), réalisé avec des techniques de soudures classiques, sur des plastiques ayant de très hauts degrés de stabilité thermique.



**Figure 2 : Procédé de réalisation de LDS [13, 15] (a) injection, (b) et (c) activation, (d) métallisation, (e) assemblage par report**

Afin de tirer parti des possibilités offertes par la technologie LDS, le plastique doit être choisi soigneusement. Dans notre cas, nous souhaitons un plastique compatible avec le procédé LDS-LPKF, mais aussi avec l'assemblage de composants montés en surface.

Les plastiques compatibles avec le procédé LDS-LPKF sont reportés en Annexe B. Leurs propriétés électriques et leur compatibilité avec le procédé de *reflow soldering* pour l'assemblage des composants sont précisées dans le même document, ainsi que leur disponibilité chez notre fournisseur : le Pôle Européen de Plasturgie, appelé PEP [16]. Peu de plastiques sont compatibles avec l'assemblage de composants par *reflow soldering*. Le seul plastique disponible chez notre fournisseur et compatible avec nos contraintes est donc le « Pocan DP T 7140 LDS ». Celui-ci est un plastique de type PET/PBT (Polytéréphtalate d'éthylène / Polytéréphtalate de butylène). Il est simulé par la suite avec les propriétés électriques suivantes :  $\epsilon_r = 4,1$  et  $\tan \delta = 0,0138$  (valeurs données à 1 MHz). Plus  $\epsilon_r$  est élevé, plus l'antenne sera petite : un plastique attractif serait donc un plastique ayant le moins de pertes possibles et un  $\epsilon_r$  élevé. Cependant, lorsque  $\epsilon_r$  augmente, l'efficacité diminue [17]. Il est donc nécessaire de considérer une matière permettant le bon compromis taille-

rendement de l'antenne à réaliser. Après avoir présenté la technologie utilisée, nous allons définir la pièce plastique qui sert de support mécanique à l'antenne dans la partie suivante.

### 5.3.2. DEFINITION DES CONTRAINTES D'INTEGRATION POUR LA PIECE PLASTIQUE

Comme dans la majorité des téléphones actuels, l'antenne est placée en position basse pour réduire le DAS. Cependant, cette pièce plastique a été réalisée de manière à pouvoir être également placée en position haute où se trouve l'antenne de diversité. Les contraintes prises en compte intègrent donc les contraintes de placement dues aux positions hautes et basses.

Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés particulièrement au cas des *smartphones* ayant une diagonale d'écran tactile de 3,5 pouces, soit environ 89 mm. Nous avons ainsi mesuré plusieurs téléphones de référence de cette dimension et avons fixé en conséquence les dimensions d'une pièce plastique, reportée en Figure 3. Sur celle-ci, nous pouvons également observer que la pièce a été évidée, afin de laisser la place des autres éléments (par exemple, l'appareil photo dans le cas de l'antenne de diversité) et des encoches spécifiques ont été réalisées pour le connecteur USB et les hauts parleurs MEMs. Le volume disponible pour l'antenne est donc faible : 57 mm x 18,5 mm x 5 mm.

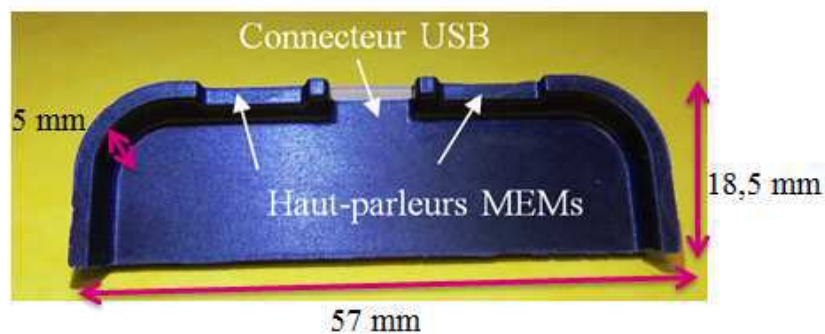


Figure 3 : Dimensions de la pièce plastique

Cette pièce plastique a été réalisée par injection par le PEP. Pour cela, le moule illustré en Figure 4 a été réalisé. La nécessité de fabriquer un moule est une contrainte économique forte, qui rend la phase de prototypage très coûteuse.

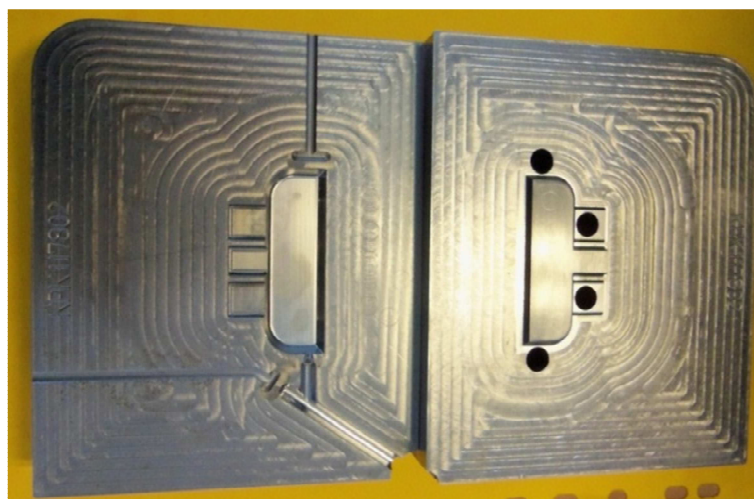


Figure 4 : Moule ayant servi à la réalisation de la pièce plastique

### 5.3.3. DIMENSIONNEMENT ET REALISATION DU PCB

Le deuxième élément très important pour la conception des éléments rayonnants est le dimensionnement du PCB et en particulier du plan de masse. Celui-ci va en effet influencer fortement les performances en adaptation et en efficacité totale des antennes. Comme nous souhaitons concevoir un système antenneur générique pour les téléphones tactiles de diagonale d'écran mesurant 3,5 pouces (soit 89 mm), nous avons considéré que le plan de masse était constitué par l'arrière de l'écran. Cette hypothèse pire cas semble la plus réaliste, car quel que soit le téléphone tactile, l'arrière de l'écran est métallique, alors qu'il est difficile *a priori* de déterminer quelle autre partie du PCB sera métallisée. En mesurant les dimensions des différents téléphones de taille 3,5 pouces commercialisés, nous avons déterminé les dimensions moyennes suivantes pour le PCB : 114 mm x 59 mm x 0,8 mm. Celui-ci est réalisé en matériau FR4, comme dans les téléphones commerciaux. Le même type d'étude sur la taille de l'écran a permis de déterminer une longueur de 75 mm et une largeur de 50 mm pour le plan de masse. L'épaisseur de métallisation considérée est celle classiquement utilisée pour les couches de métallisation soit 18  $\mu$ m. Ces dimensions sont reportées en Figure 5.

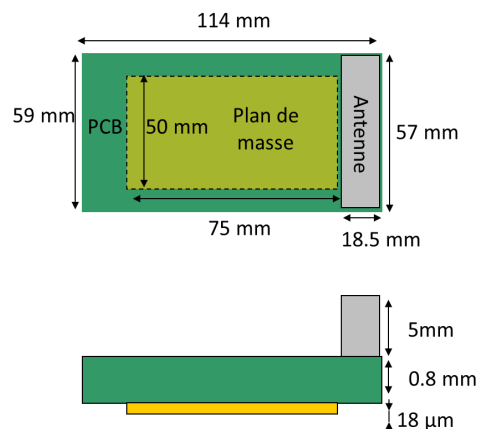


Figure 5 : Dimensions du PCB (circuit imprimé), du plan de masse et du volume disponible pour l'antenne

Cette partie nous a permis de fixer les contraintes dimensionnelles pour la conception de l'antenne, le PCB, le plan de masse, ainsi que la technologie de réalisation. Nous allons maintenant décrire le déroulement des mesures en paramètres S et en rayonnement.

### 5.4. METHODES DE MESURE ET DE CORRECTION DE L'EFFET DU CABLE

Les prototypes finaux sont composés :

- d'une pièce plastique sur laquelle sont reportées les antennes,
- d'un PCB comportant des ressorts métalliques [18] (appelés *pogo-pins* par la suite), chargés d'assurer le contact avec le module antenneur qui est collé sur le PCB,
- d'un câble WFL-SMA [19], afin de reproduire les conditions de fonctionnement d'un téléphone commercial. Un prototype est illustré en Figure 6.

Dans la majorité des cas, les circuits sont situés sur le PCB, mais nous avons également réalisé un démonstrateur, où ceux-ci sont directement reportés sur le plastique. Les circuits sont réalisés avec des composants CMS, de dimensions 0201, commercialisés par la société Murata<sup>TM</sup> [20, 21]. Les mesures en paramètre S des antennes sont réalisées avec un analyseur de réseau. Afin limiter au



maximum les effets de l'environnement, elles ont été réalisées en fixant les câbles avec du ruban adhésif et en plaçant l'antenne sur un support absorbant en mousse ou dans une chambre StarLab (Satimo™). Les mesures d'efficacité totale ont été effectuées dans cette même chambre, permettant d'atteindre une précision de 0,8 dB [22].

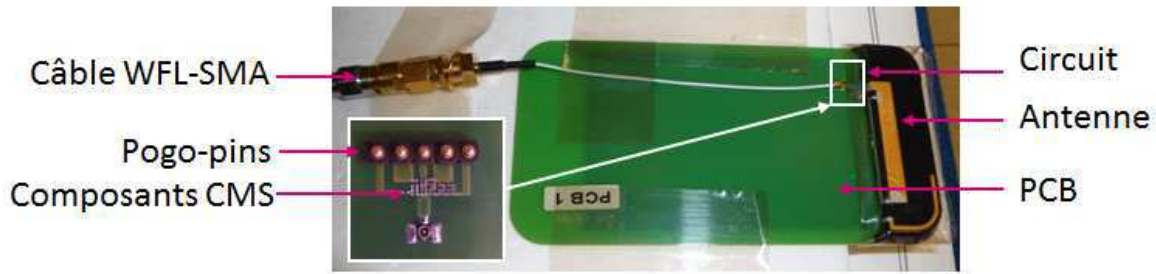


Figure 6 : Exemple de prototype avec le circuit sur le PCB

Le câble WFL-SMA a été caractérisé seul, grâce à un adaptateur WFL-SMA. Les paramètres S du câble et de cet adaptateur sont présentés en Figure 7, où le port 1 est le port SMA et le port 2 le port WFL. Nous avons réalisé une calibration coaxiale de type Open-Short-Load-Thru (kit de calibration Agilent de type 3,5 mm, référence : 85052D, standards femelles). Nous pouvons observer que pour les fréquences inférieures à 4 GHz, le câble est bien adapté (coefficient de réflexion inférieur à -12 dB), et que ses pertes sont comprises entre 0,4 dB à 700 MHz et 1 dB à 4 GHz, pour une longueur de 10 cm. Nous allons maintenant détailler comment nous pouvons corriger les mesures de l'effet de ce câble du point de vue du coefficient de réflexion et de l'efficacité de l'antenne.

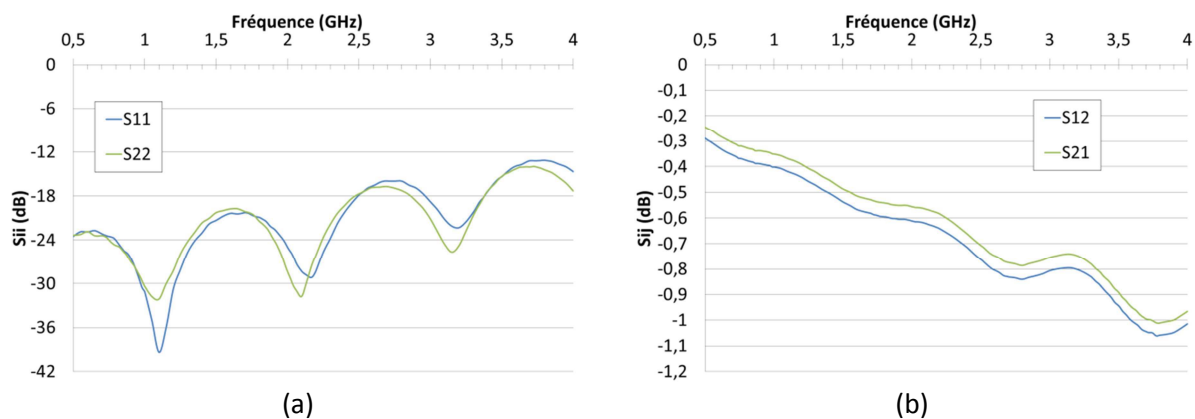


Figure 7 : Paramètres S du câble (a) coefficient de réflexion, (b) pertes

Pour corriger les mesures en paramètres S de l'effet du câble, il faut ramener le plan de référence dans le plan du DUT (*Device Under Test*/ Dispositif Sous Test), c'est-à-dire le plan {circuit + antenne}, comme illustré en Figure 8. Pour cela, nous utilisons la méthode des matrices ABCD, qui peuvent être cascadiées. Ainsi, de l'Équation 1, nous déduisons l'Équation 2 que nous pouvons alors implémenter sous ADS, afin d'accéder à l'adaptation intrinsèque de l'antenne corrigée de l'effet du câble WFL-SMA. Comme nos mesures sont effectuées en un port, il est nécessaire de créer une matrice pour le DUT. Nous avons ainsi considéré la matrice  $\begin{bmatrix} S_{11} & 1 \\ 1 & S_{11} \end{bmatrix}$ .



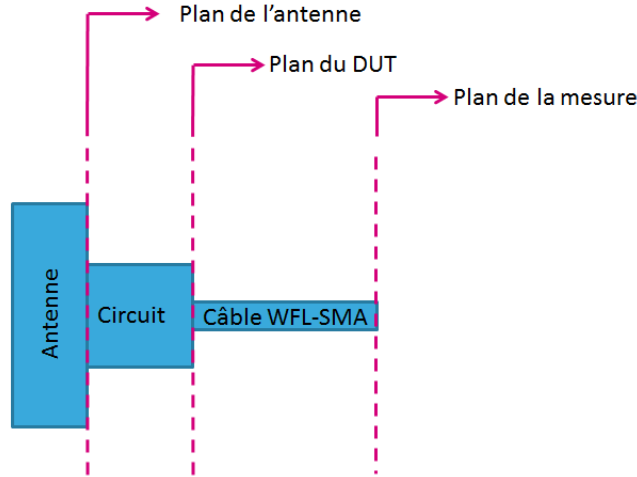


Figure 8 : Plans de référence

$$\begin{bmatrix} \quad \end{bmatrix}_{mesurée} = \begin{bmatrix} \quad \end{bmatrix}_{câble} \times \begin{bmatrix} \quad \end{bmatrix}_{corrigée} \quad \text{Équation 1}$$

Où  $\begin{bmatrix} \quad \end{bmatrix}_{mesurée}$  est la matrice ABCD de l'ensemble {antenne+ circuit+ câble},

$$\begin{bmatrix} \quad \end{bmatrix}_{câble} \text{ est la matrice ABCD du câble,}$$

$$\begin{bmatrix} \quad \end{bmatrix}_{corrigée} \text{ est la matrice ABCD du dispositif sous test \{antenne + circuit\} corrigé du câble.}$$

$$\begin{bmatrix} \quad \end{bmatrix}_{corrigée} = \begin{bmatrix} \quad \end{bmatrix}_{câble}^{-1} \times \begin{bmatrix} \quad \end{bmatrix}_{mesurée} \quad \text{Équation 2}$$

Le câble a également un impact sur l'efficacité totale pour deux raisons : premièrement, ses pertes diminuent l'efficacité totale et deuxièmement, si l'impédance du câble (ou de l'antenne) est différente de 50 Ohms, des pertes de désadaptation peuvent modifier la valeur réelle de l'efficacité totale. Pour supprimer l'effet du câble, il est donc nécessaire d'appliquer l'Équation 3.

$$\eta_{tot_c} = \eta_{tot_m} - P_{cable} - 10 \log(1 - |S_{11}|^2) \quad \text{Équation 3}$$

Où  $\eta_{tot_c}$  est l'efficacité totale corrigée (exprimée en dB),  $\eta_{tot_m}$  est l'efficacité totale mesurée (exprimée en dB),  $P_{cable}$  sont les pertes du câble (en dB), et  $S_{11}$  est le coefficient de réflexion complexe mesuré.

Maintenant que nous avons décrit les procédures de mesures et de correction permettant d'accéder aux paramètres intrinsèques des antennes réalisées, nous allons présenter dans la partie suivante plusieurs exemples de réalisation, fonctionnant dans la bande basse, c'est-à-dire entre 698 et 960 MHz.

## 5.5. EXEMPLES DE REALISATION FONCTIONNANT DANS LA BANDE BASSE

Dans un premier temps, nous nous sommes concentrés sur l'étude de la bande basse, car c'est dans cette bande de fréquence que la prise en compte de la 4G risque de poser le plus de difficultés. En effet, la bande à couvrir mesure 260 MHz, ce qui est assez élevé, relativement à la

fréquence centrale de la bande. Nous allons donc mettre en place la méthodologie décrite en 5.2.3. et évaluer pour les mêmes antennes l'ajout de deux types de circuits différents : un circuit combineur/diviseur de puissance et un diplexeur. Nous commençons donc par décrire la conception des éléments rayonnants.

### 5.5.1. CONCEPTION DES ANTENNES SEULES

Pour couvrir la bande basse intégralement, nous avons utilisé deux IFAs, ayant des fréquences de résonance différentes. L'antenne 1 (en vert sur la Figure 9-a) est dimensionnée pour résonner à 780 MHz et l'antenne 2 (en bleu sur la Figure 9-a) résonne à 915 MHz. Les deux antennes simulées ont une bande passante à -6 dB de l'ordre de 50 MHz, c'est-à-dire que leur réponse est bande étroite. Six prototypes ont été fabriqués par le PEP (cf. Figure 9-b) en technologie LDS. Les 6 démonstrateurs ont été mesurés avec un PCB dédié, sans composants CMS. Deux accès séparés permettent l'excitation indépendante de chaque brin rayonnant. La Figure 10 présente la comparaison entre la simulation HFSS et les mesures (non corrigées de l'effet des câbles). Malgré de faibles différences sur les niveaux d'adaptation, les bandes passantes et les fréquences correspondant aux points d'adaptation maximale, les courbes simulées et mesurées correspondent cependant sans ambiguïté. Nous pouvons également remarquer que la mesure est très reproductible sur les différents prototypes, comme le montrent les Figure 11 et Figure 12. Ces deux résultats sont très encourageants pour une première réalisation et montrent la pertinence du flot de simulation mis en place et la bonne reproductibilité des réalisations.

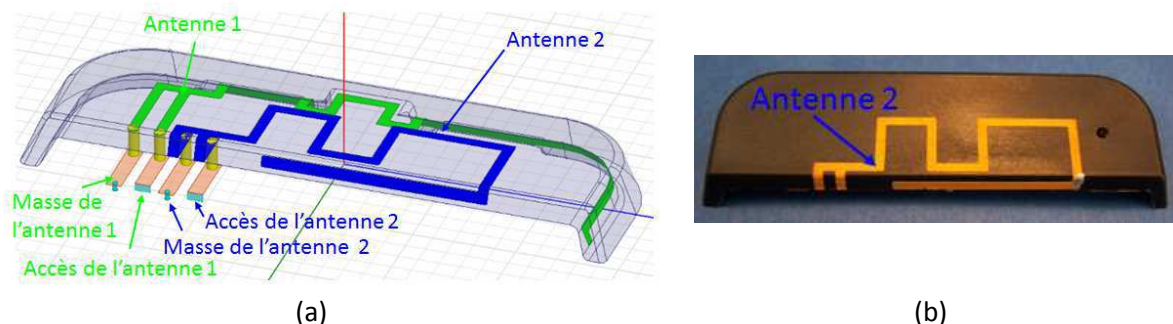


Figure 9 : Antennes fonctionnant dans la bande basse (a) Modèle électromagnétique, (b) prototype

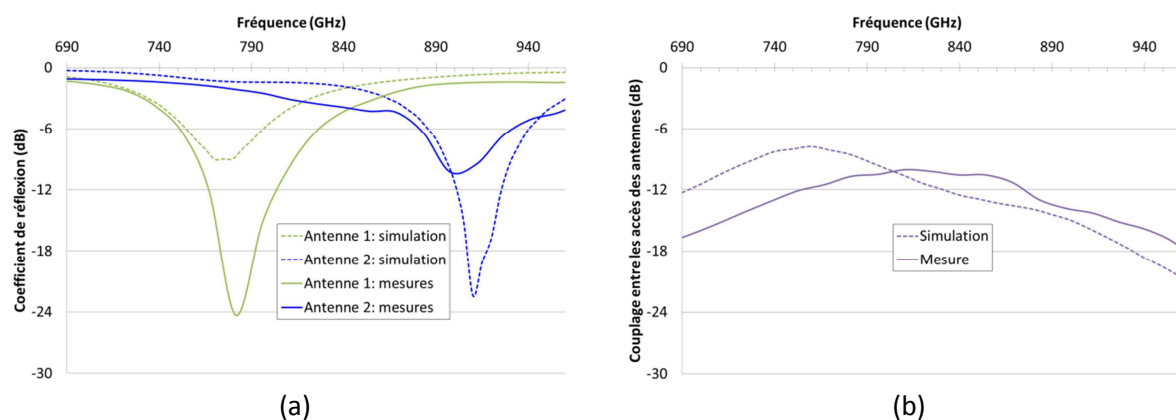


Figure 10 : Comparaison simulation-mesures (a) coefficients de réflexion, (b) couplage entre les accès des antennes

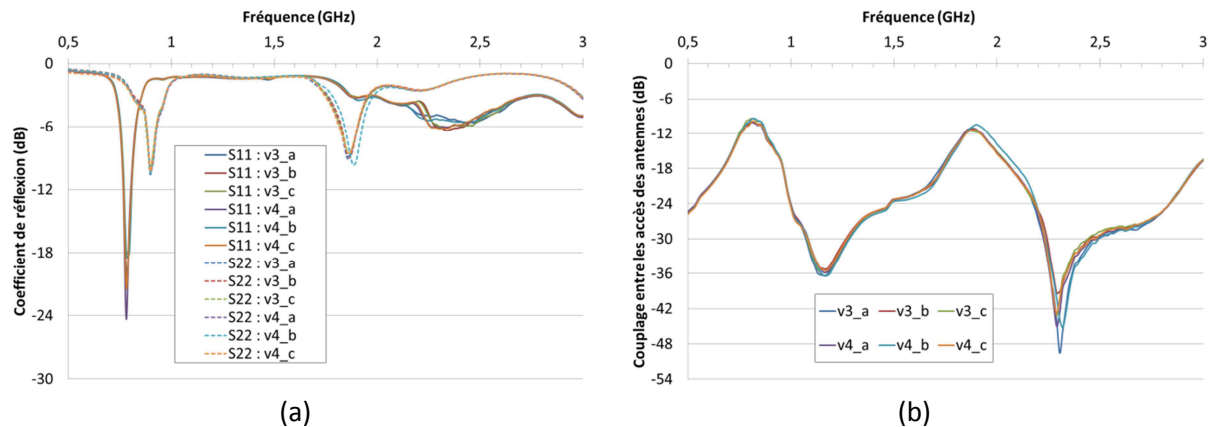


Figure 11 : Paramètres S des antennes S en fonction de la fréquence (a) coefficients de réflexion, (b) couplage entre les accès des antennes

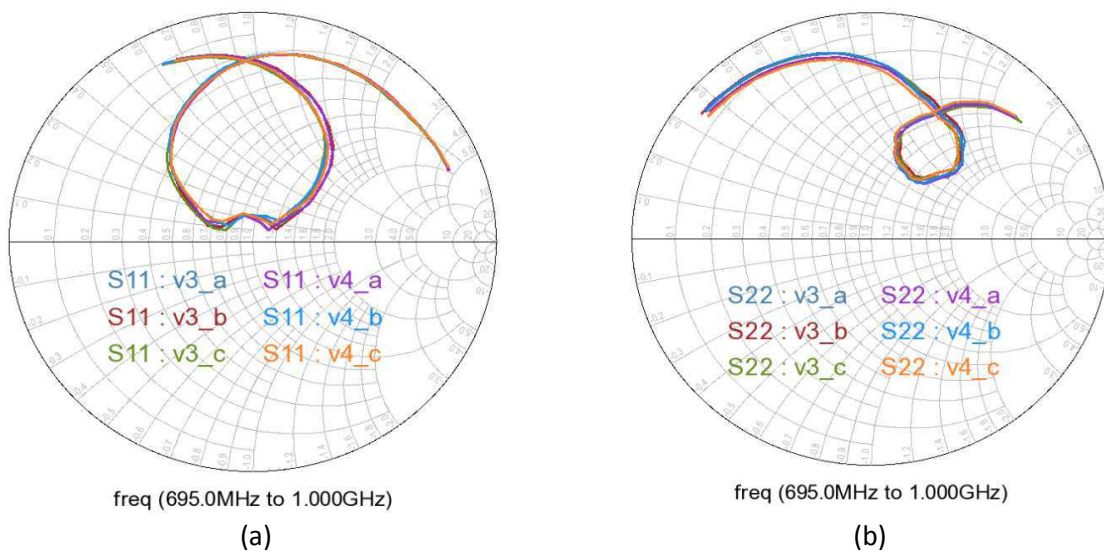


Figure 12 : Coefficient de réflexion sur l'abaque de Smith (a) antenne 1, (b) antenne 2

Après avoir conçu les éléments rayonnants seuls, nous avons ajouté les circuits permettant leur recombinaison directe suivant un seul accès. Pour cela, nous avons envisagé deux types de circuits : un combineur/diviseur de puissance et un diplexeur.

## 5.5.2. CAS DU COMBINEUR/DIVISEUR DE PUISSANCE

### 5.5.2.1. CONCEPTION DU COMBINEUR/DIVISEUR DE PUISSANCE

Le premier circuit que nous avons évalué est le combineur/diviseur de puissance. Celui-ci est une structure classique permettant de coupler la puissance de deux ports vers un port (ou vice versa). Les combineurs/diviseurs de puissance sont souvent réalisés avec des lignes de transmission [23]. En basse fréquence, il est cependant possible d'utiliser des composants discrets pour les synthétiser [24] et obtenir ainsi une solution compacte. Nous avons donc considéré la structure décrite en Figure 13, inspirée par [24]. La structure est donc composée de deux inductances, deux capacités et une résistance. Dans notre cas, les antennes ayant des impédances différentes, le circuit (optimisé avec ces impédances) ne sera pas symétrique. La réalisation sur PCB est illustrée en Figure 14.

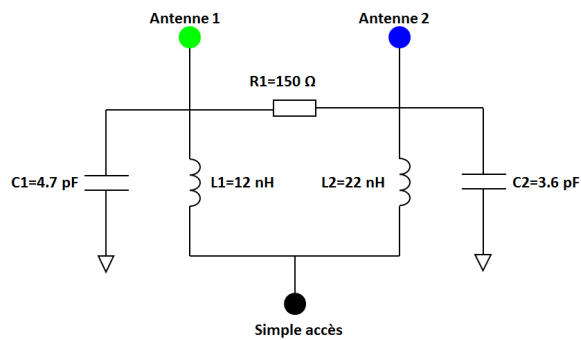


Figure 13 : Structure de combineur/diviseur de puissance

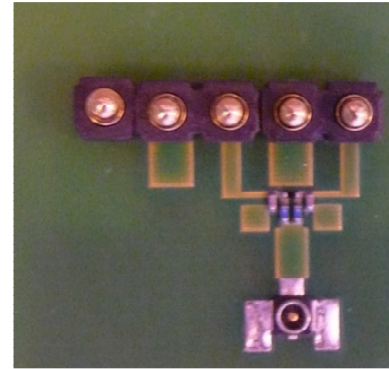


Figure 14 : Réalisation du combineur/diviseur de puissance sur PCB

#### 5.5.2.2. COMPARAISON SIMULATIONS-MESURES

Nous avons caractérisé le prototype {antenne et combineur/diviseur de puissance} et corrigé la mesure du câble comme décrit dans la partie 5.4. précédente. Les résultats obtenus respectivement pour le coefficient de réflexion et l'efficacité totale sont reportés en Figure 15-a et Figure 15-b.

Les deux simulations (HFSS-ADS/MWS-DS) donnent des résultats très similaires concernant le coefficient de réflexion. Si nous comparons les mesures et simulations, nous pouvons remarquer que le deuxième creux de la simulation (à 940 MHz) a été séparé en deux contributions, qui sont placées aux fréquences voisines basses (850 MHz) et hautes (970 MHz). Cette différence s'explique par la dispersion sur les valeurs des composants (3% pour les inductances ;  $\pm 0,25$  pF pour les capacités), dont l'impact est fort (cf. Annexe C pour l'illustration de cet effet sur un des circuits réalisés). Il est cependant très important de noter que le prototype a un coefficient de réflexion inférieur à -6 dB sur toute la bande (soit 260 MHz), ce qui satisfait complètement les objectifs d'adaptation. Ce résultat valide expérimentalement le principe d'association de deux éléments rayonnants et d'un circuit pour concevoir une antenne large bande à accès unique.

Du point de vue de l'efficacité totale, nous pouvons observer une différence importante entre les deux simulations sur la partie basse de la bande. En effet, deux hypothèses apparaissent dans le calcul des pertes que nous effectuons avec ADS et qui utilise les résultats de la simulation électromagnétique effectuée avec HFSS. Ce calcul suppose premièrement que l'efficacité de rayonnement vaut 100 % (ce qui n'est jamais le cas). La deuxième hypothèse concerne l'absence de prise en compte du couplage entre les deux antennes, ce qui fausse l'estimation. Celle-ci n'est notamment pas vérifiée pour les fréquences les plus basses, où le couplage simulé atteint par exemple -7,5 dB à 760 MHz. Pour les fréquences supérieures à 840 MHz, les deux simulations donnent des valeurs du même ordre de grandeur, ce qui s'explique notamment par le fait que l'isolation entre les antennes est meilleure sur cette zone (cf. Figure 10-b).

En prenant en compte l'incertitude des mesures de 0,8 dB, l'allure de l'efficacité mesurée est plus proche de celle simulée sous MWS/DS, qui montre cependant des variations plus marquées qu'en mesures. En conclusion, nous avons donc une efficacité en espace libre comprise entre 7 et 35 %, ce qui est légèrement plus faible que les spécifications sur cette bande (15-45%).

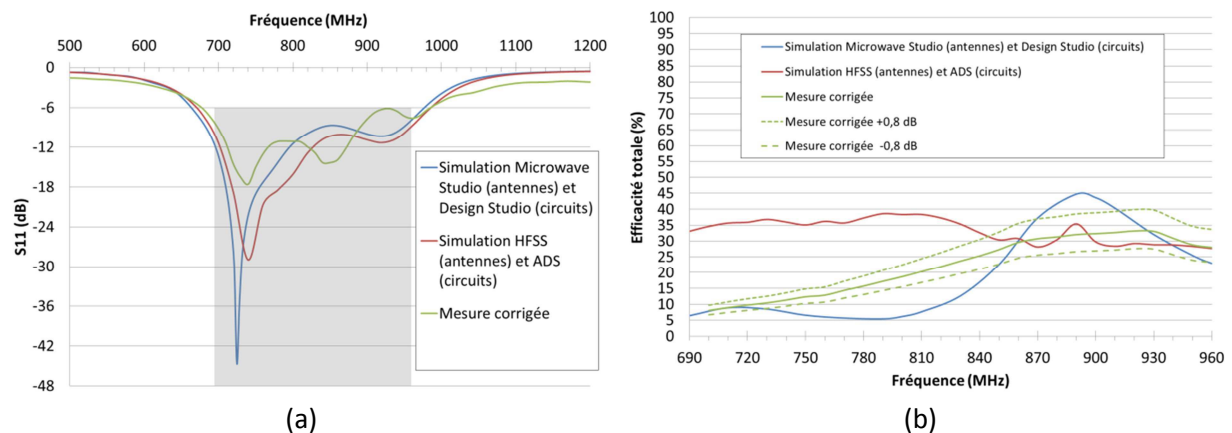


Figure 15 : Comparaison entre les simulations et la mesure corrigée (a) coefficient de réflexion, (b) efficacité totale

### 5.5.2.3. EFFET DU BOÎTIER

Nous nous sommes intéressés à l'impact du boîtier du téléphone sur les performances en rayonnement. Celui-ci a été fabriqué avec une technique de dépôt de fils appelée FDM (*Fused Deposition Modeling*), avec un plastique de type ABS (Acrylonitrile Butadiène Styrène) nommé P400 ( $\epsilon_r=2,4$  et  $\tan \delta=0,0053$ , valeurs données à 60 MHz). Le boîtier réalisé est illustré en Figure 16 et un exemple de configuration de mesure d'efficacité avec le boîtier est présenté en Figure 17.



Figure 16 : Boîtier réalisé en matière ABS



Figure 17 : Mesure d'efficacité avec le boîtier

Si nous observons les coefficients de réflexion reportés en Figure 18-a, nous pouvons noter dans un premier temps que le boîtier a un impact limité sur le  $S_{11}$  du système {antennes et combineur/diviseur de puissance}, puisqu'il reste inférieur à -6 dB sur toute la bande d'intérêt. En comparaison avec un téléphone commercial, la solution proposée a une bande passante de 300 MHz alors que l'antenne du téléphone Samsung Galaxy S 2 mesuré a un comportement bande étroite (60 MHz).

Concernant l'efficacité, les variations observées ne sont pas significatives, car elles sont de l'ordre de grandeur de l'incertitude de mesure. L'impact du boîtier est donc faible. L'efficacité que nous obtenons est comparable à celle obtenue pour un téléphone commercial 3G, ce qui était l'objectif. Il est important de noter ici que l'efficacité est intrinsèquement limitée par le combineur/diviseur de puissance qui a des pertes minimales de -3 dB. Afin de contourner cet inconvénient, nous allons étudier dans la partie suivante l'implémentation d'un diplexeur, qui n'a pas les mêmes limitations intrinsèques.

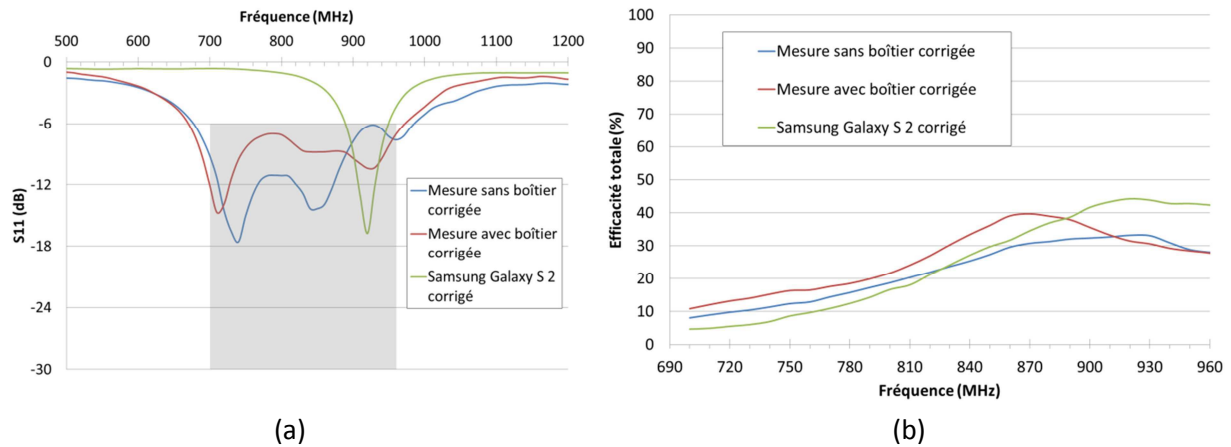


Figure 18 : Comparaison entre les mesures corrigées avec et sans boîtier et celles d'un téléphone commercial (a) coefficient de réflexion, (b) efficacité totale

### 5.5.3. CAS DU DIPLEXEUR

#### 5.5.3.1. CONCEPTION DU DIPLEXEUR

L'autre possibilité permettant d'agréger les réponses des deux éléments rayonnants consiste à utiliser des filtres. Pour cela, nous avons donc conçu un diplexeur, qui associe un filtre passe-bas et un filtre passe-haut. Le filtre passe-bas permet de conserver la résonance fondamentale de l'antenne 1 et de supprimer ses résonances harmoniques, comme illustré en Figure 19. Le filtre passe-haut est dimensionné afin de conserver la résonance fondamentale de l'antenne 2 et pour rejeter les fréquences inférieures. L'ensemble des deux filtres permet ainsi de couvrir la bande basse, grâce à la combinaison des réponses des deux filtres.

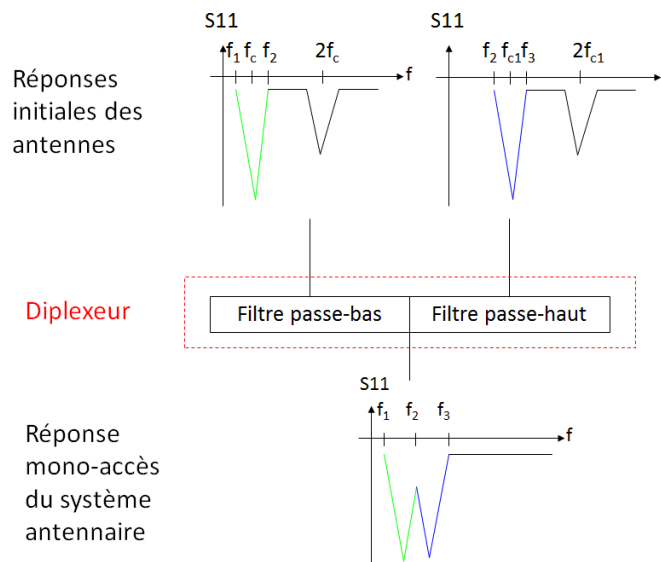


Figure 19 : Structure du diplexeur

L'implémentation (cf. Figure 20) a été réalisée avec des composants CMS, 7 pour chaque filtre. Les 14 composants commercialisés par Murata<sup>TM</sup> de taille 0201 ont été reportés sur PCB, comme illustré en Figure 21. Le diplexeur a été optimisé en prenant en compte l'adaptation de l'ensemble {antenne et diplexeur} et les pertes du diplexeur chargé par les impédances des antennes.



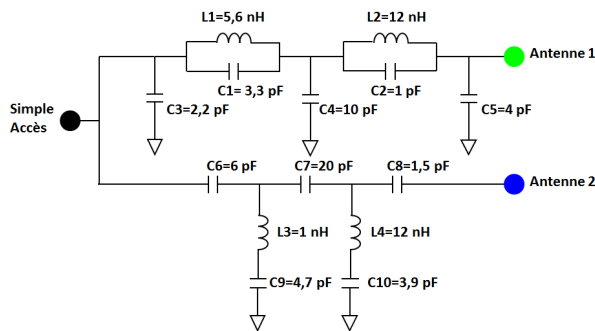


Figure 20 : Schéma électrique du diplexeur

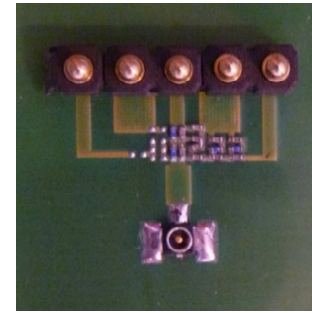


Figure 21 : Implémentation physique du diplexeur sur PCB

### 5.5.3.2. COMPARAISON SIMULATIONS-MESURES

Nous avons caractérisé le prototype {antenne et diplexeur} de la même manière que le démonstrateur précédent. Les mesures ont été corrigées avec les méthodes présentées dans la partie 5.4. et les résultats obtenus sont reportés en Figure 22-a (coefficient de réflexion) et Figure 22-b (efficacité totale).

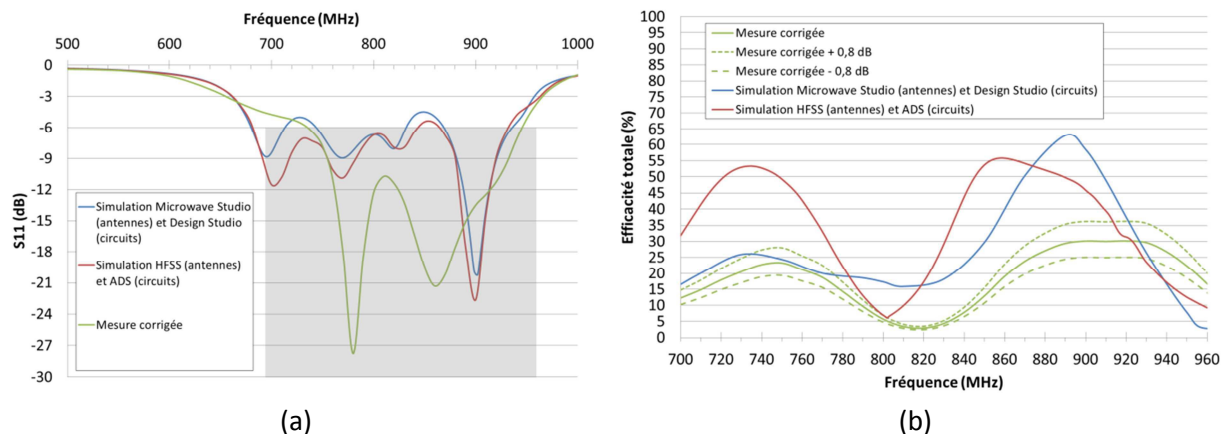


Figure 22 : Comparaison entre les simulations et la mesure corrigée (a) coefficient de réflexion, (b) efficacité totale

Du point de vue du coefficient de réflexion, les deux simulations (HFSS-ADS/MWS-DS) sont très proches. Mais le  $S_{11}$  mesuré a une allure différente de celle prédite par les simulations. En effet, celles-ci prévoyaient quatre creux d'adaptation, mais le premier creux n'apparaît pas et les deux derniers semblent avoir été regroupés en mesure. Ces différences peuvent s'expliquer par les tolérances des composants qui ont un impact très fort sur ce type de circuit. (cf. Annexe C pour l'illustration de cet effet sur un des circuits réalisés). De plus, nous ne prenons pas en compte les discontinuités dues aux soudures des composants discrets.

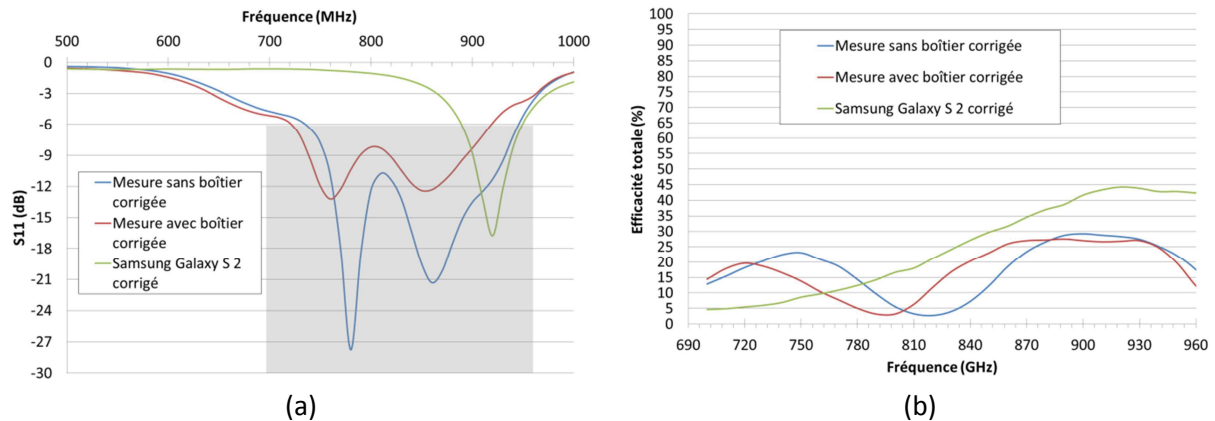
Quant à l'efficacité mesurée, elle a la même forme que les deux simulations qui présentent deux pics d'efficacité. La simulation réalisée avec CST est, comme lors de l'étude de la solution avec le combineur de puissance, plus proche de la valeur mesurée, grâce notamment à la meilleure prise en compte du couplage dans le bas de la bande. En haut de bande, les valeurs mesurées restent inférieures aux simulations. Une zone essentielle à prendre en compte lors de la conception est le milieu de bande qui est la zone de recouvrement des filtres. Nous pouvons observer que les deux simulations prévoyaient une chute d'efficacité à cet endroit et nous avons également pu remarquer ce comportement en mesures. Lors de la conception, nous avons sous-estimé l'importance de cette chute d'efficacité et nous avons donc optimisé le circuit en privilégiant les efficacités maximales



(obtenues sur deux zones) en augmentant l'éloignement des deux fréquences de coupure des filtres. Mais cela diminue l'efficacité minimale, présente au point de recouvrement des deux filtres. Une piste d'amélioration d'un tel circuit serait donc de considérer un compromis entre les efficacités maximales et celle obtenue au point de recouvrement.

### 5.5.3.3. EFFET DU BOÎTIER

Comme pour le démonstrateur de combineur/diviseur de puissance précédent, nous avons ensuite évalué l'impact supplémentaire d'un boîtier plastique. Les résultats du coefficient de réflexion et de l'efficacité totale sont respectivement présentés en Figure 23-a et Figure 23-b.



**Figure 23 : Comparaison entre les mesures corrigées avec et sans boîtier et un téléphone commercial (a) coefficient de réflexion, (b) efficacité totale**

Concernant le coefficient de réflexion, le boîtier décale vers les fréquences basses la réponse du système et réduit le niveau d'adaptation. Avec une bande passante à -6 dB de 200 MHz, le prototype réalisé est cependant bien plus large bande qu'un téléphone commercial actuel (60 MHz).

Du point de vue de l'efficacité, le boîtier ne modifie pas les valeurs minimales et maximales, mais entraîne comme pour le  $S_{11}$  un léger décalage vers le bas en fréquence. Par rapport au téléphone commercial, l'efficacité mesurée avec le boîtier est supérieure dans la partie basse de la bande (dans laquelle le téléphone ne fonctionne pas) et inférieure dans la partie haute (où ce dernier est optimisé).

Pour conclure sur ces deux structures, nous pouvons dire qu'elles présentent des réponses large bande qui couvrent la bande basse 4G complète, avec des efficacités comparables à celles des solutions commerciales 3G actuelles. Par ailleurs, le boîtier ne modifie pas radicalement les performances des deux structures que nous avons évaluées. Pour la suite de nos études, le diplexeur sera utilisé lorsque les bandes à agréger sont discontinues. Ainsi, la chute d'efficacité sera située dans une zone en dehors des bandes de fonctionnement de l'antenne. Quant au combineur/diviseur de puissance, il sera choisi lorsque les bandes de fréquences seront contiguës, car même si ses pertes théoriques minimales sont de 3 dB, il garantit une réponse sans chute d'efficacité dans la bande.

Cette première partie nous a permis d'illustrer la méthode de conception que nous avons proposée sur deux exemples fonctionnant dans la bande basse. Celle-ci présente le plus de difficultés *a priori*, à cause des longueurs déployées des antennes et de la bande passante nécessaires. Afin de pouvoir fournir un module antenne comprenant à la fois les circuits et les antennes, il reste donc à

vérifier la possibilité de l'intégration plastronique. Celle-ci est illustrée dans le cas du diplexeur dans la partie suivante.

## 5.6. INTEGRATION PLASTRONIQUE

Afin d'évaluer la possibilité d'intégrer des circuits directement sur le plastique en utilisant un schéma d'intégration plastronique, nous avons choisi d'assembler sur plastique exactement le même circuit que celui reporté sur le PCB. Nous avons fait l'hypothèse que comme les interconnexions étaient réduites au minimum, le comportement du diplexeur sur plastique serait similaire à celui observé sur PCB, et nous n'avons donc pas ré-optimisé le circuit. Notons que lors de la conception, nous n'avons pas encore accès à CST et ne pouvions donc pas réaliser de simulation plastronique.

La première étape de la réalisation a consisté à modifier les prototypes d'antennes afin d'ajouter les plots pour le report de composants, comme illustré en Figure 24. Puis, les composants CMS ont été fixés avec une colle conductrice, comme nous pouvons l'observer sur la Figure 25. Nous avons choisi cette méthode d'assemblage, car nous n'avons fait assembler qu'un petit nombre de pièces (3 prototypes). Mais comme le plastique est compatible avec le *reflow soldering* (technique de soudure qui implique de la chaleur et l'utilisation de pâte à braser), cette technique pourrait être déployée à plus grande échelle.

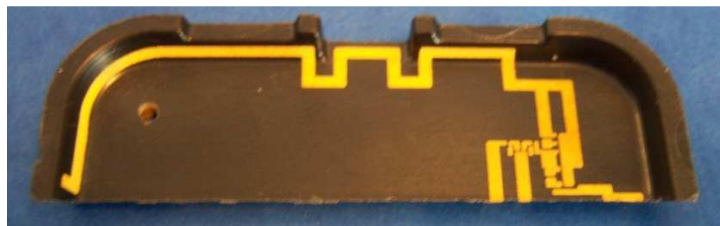
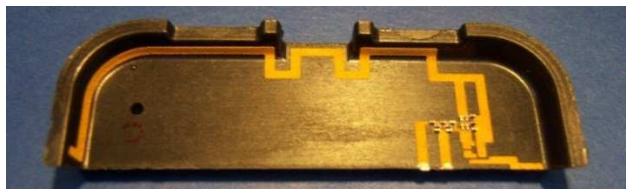
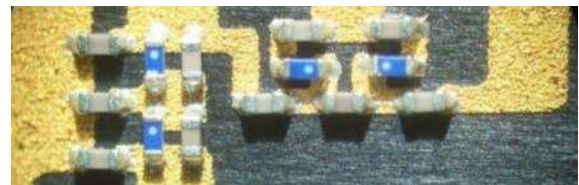


Figure 24 : Prototype d'antenne avant assemblage



(a)

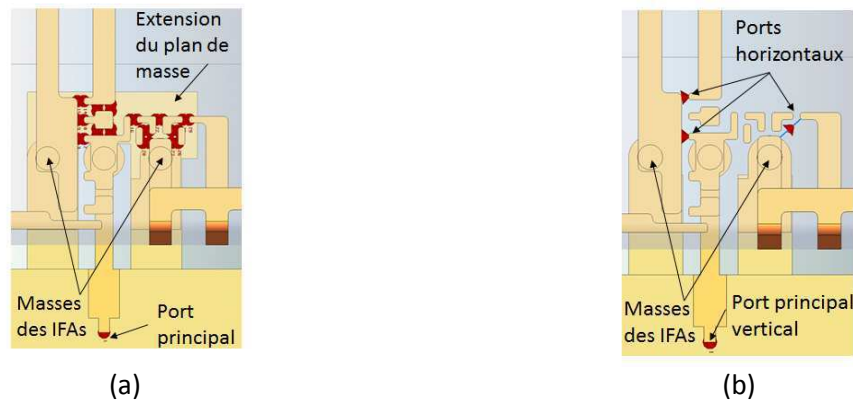


(b)

Figure 25 : Prototype d'antenne après assemblage (a) vue d'ensemble, (b) zoom sur les composants

La simulation, *a posteriori* d'un tel système, a pu être réalisée avec CST Microwave Studio et ADS. Elle a amené plusieurs questions concernant la méthode à utiliser pour simuler un dispositif de ce type. Initialement, nous avons pensé pouvoir utiliser une co-simulation EM/circuit avec MWS-DS, avec deux ports positionnés aux bornes de chacun des composants. Outre le fait que cette méthode impliquait la prolongation du plan de masse en simulation (pour pouvoir positionner les ports), elle nécessitait surtout l'utilisation de 29 ports (cf. Figure 26-a). Or, ces nombreux ports ne permettaient pas d'utiliser le maillage adaptatif qui avait été validé avec les prototypes précédents, car la simulation n'arrivait pas à son terme, malgré les ressources disponibles (4 GPU de type M2075, 6 Go de RAM par GPU). Sans le maillage adaptatif, la solution était anormalement décalée en fréquence. Nous avons alors choisi de simuler le circuit complètement sous ADS sous 50 Ohms puis nous avons réutilisé le fichier 3 ports correspondant au circuit sous Design Studio. Dans CST Microwave Studio, 3 ports horizontaux étaient situés autour du circuit, afin de s'affranchir de l'extension du plan de masse [25] tout en conservant un port principal vertical (puisque'il est naturellement au-dessus du plan de

masse), comme indiqué en Figure 26-b et avons ainsi pu réaliser une simulation simplifiée, avec un maillage adaptatif. Les résultats obtenus en mesure et en simulation sont présentés en Figure 27.

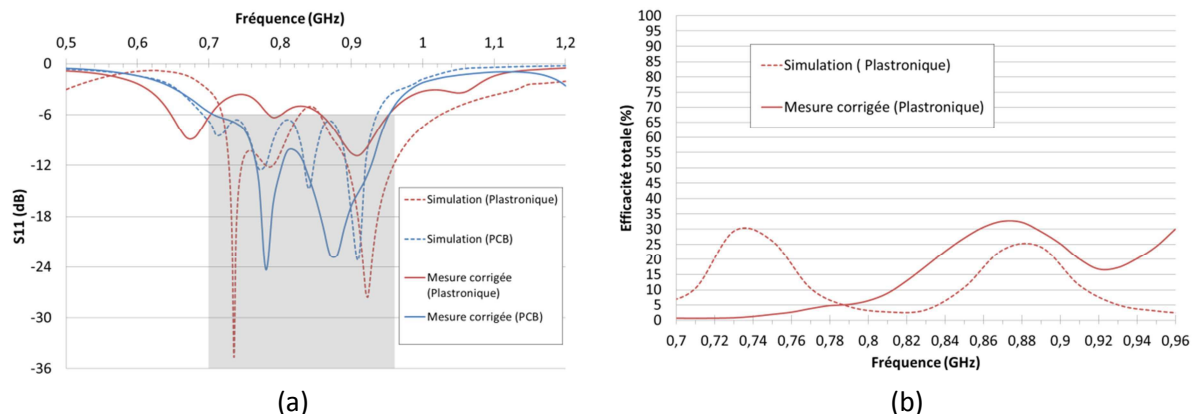


**Figure 26 : Simulation du diplexeur plastronique avec CST (a) version avec 29 ports, (b) version simplifiée avec 4 ports**

La Figure 27-a compare la simulation et la mesure du prototype plastronique (en rouge) en termes de coefficient de réflexion. Nous pouvons noter que la simulation (en pointillé) et la mesure (en trait plein) comportent trois creux d'adaptation, qui sont placés aux mêmes fréquences, à l'exception du premier creux qui est décalé vers la gauche en mesure. Comme les interconnexions entre les composants ont été optimisées pour être les plus compactes possibles, cette différence est imputable, comme celle sur le niveau d'adaptation, aux tolérances des composants CMS.

Cette figure met également en évidence la comparaison des valeurs de  $S_{11}$  entre les prototypes avec assemblage des composants sur PCB (en bleu) et sur plastique (en rouge). Nous pouvons ainsi observer que les deux prototypes fonctionnent sur les mêmes bandes de fréquence, mais les réponses comportent des différences. Comme celles-ci sont également visibles sur les simulations, il semble que les impédances des antennes dans le plan du PCB soient suffisamment différentes de celles présentées sur le plastique, avant les *pogo-pins* pour modifier de manière significative la conception du diplexeur. En effet, les plans de référence sont alors différents, puisque dans le cas du PCB, les *pogo-pins* et les lignes d'accès sont ajoutées.

Du point de vue des efficacités totales, nous avons comparé les simulations (avec MWS-DS) et les mesures du cas plastronique. Les efficacités mesurées semblent décalées de 120 MHz : le pic attendu à 0,75 GHz est mesuré à 0,87 GHz et celui de 0,89 GHz apparaît après 960 MHz.



**Figure 27 : Comparaison entre les simulations et les mesures corrigées (a) coefficient de réflexion pour les versions sur PCB et plastronique, (b) efficacité totale**

Nous avons ensuite évalué l'effet du boîtier sur le prototype plastronique. Nous pouvons remarquer que l'impact sur le coefficient de réflexion n'est pas significatif (Figure 28-a), alors que l'efficacité est décalée vers le bas en fréquence (Figure 28-b), ce qui est la tendance indiquée par la simulation, le décalage étant plus important en mesure.

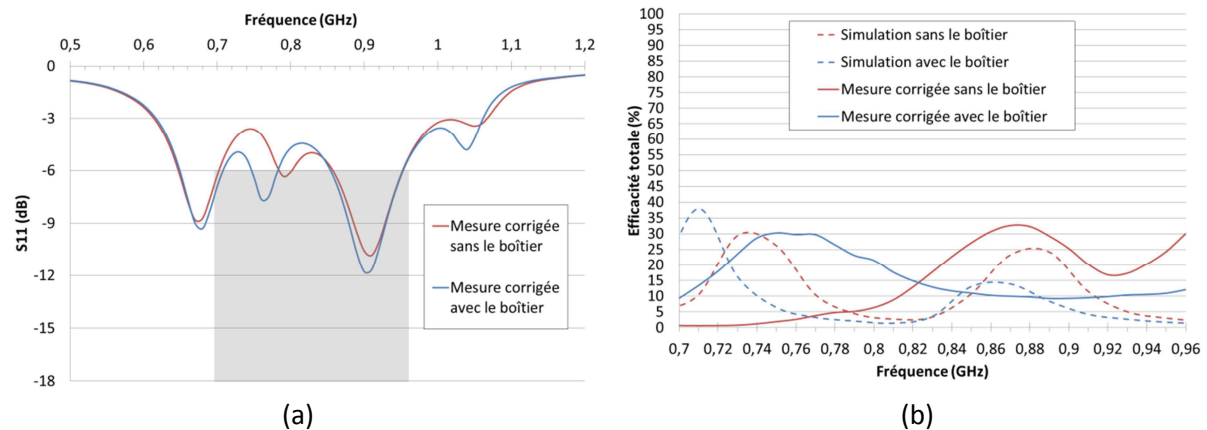


Figure 28 : Comparaison entre les mesures corrigées avec et sans boîtier (a) coefficient de réflexion, (b) efficacité totale

Cette partie nous a permis de décrire la réalisation d'un démonstrateur où les composants sont intégrés directement sur le plastique et de détailler la simulation à mettre en place pour la simulation d'un tel système. Nous avons donc validé les deux points fondamentaux de notre étude : la mise en œuvre de cette méthode de conception sur l'exemple de la bande basse et la faisabilité de la réalisation d'un module antenne plastronique, démontrée sur un exemple. Nous allons maintenant étudier comment généraliser la méthode que nous avons présentée en 5.2, afin de couvrir plus de bandes de fonctionnement et ainsi obtenir une antenne large bande multibande et à accès unique.

## 5.7. GENERALISATION DU PRINCIPE

### 5.7.1. ARCHITECTURE POUR COUVRIR 2 BANDES

Nous allons présenter une architecture que nous avons conçue, permettant de couvrir deux bandes, en illustrant avec le cas d'un système antenne ayant pour objectif de couvrir la bande basse LB (698-960 MHz) et la bande moyenne MB (1710-2170 MHz). Dans ce cas, deux antennes sont nécessaires. La première fonctionne dans la partie basse de la bande basse (698-850 MHz), comme illustré en bleu ciel en Figure 29 et la deuxième a sa fréquence de résonance fondamentale entre 850 MHz et 1 GHz et couvre la partie haute de la bande basse (cf. Figure 29, en bleu foncé). Cette deuxième antenne a son second harmonique situé dans la bande haute et un élément parasite permet d'étendre son fonctionnement jusqu'à la fin de la bande haute (cf. Figure 29 en vert). Ces antennes peuvent être des IFAs, mais rien n'empêche dans cette méthode d'utiliser d'autres types d'éléments rayonnants (monopole, boucle,...).

Détaillons maintenant les circuits à mettre en œuvre pour obtenir une antenne large bande, ayant un simple accès. La première étape consiste à recombinaison les différents éléments de la bande basse. Pour cela, nous séparons les deux composantes (bande basse, bande haute) de l'antenne 2 et son élément parasite, grâce à un diplexeur (filtre passe-bas et filtre passe-haut), comme illustré en Figure 29. Puis, avec un filtre passe-bas, nous supprimons le second harmonique de l'antenne 1, car

celui-ci est placé à des fréquences proches de celles de la bande haute. Les deux parties de la bande basse peuvent alors être recombinaées, grâce à un combineur/diviseur de puissance (bandes contigües). La dernière étape consiste alors à agréger la bande basse (réponse en bleu sur la Figure 29) et la bande haute (en vert sur la Figure 29), grâce à un diplexeur : nous obtenons alors la réponse mono-accès présentée en bas de la Figure 29, qui est adaptée entre 698 et 960 MHz, mais également entre 1710-2170 MHz.

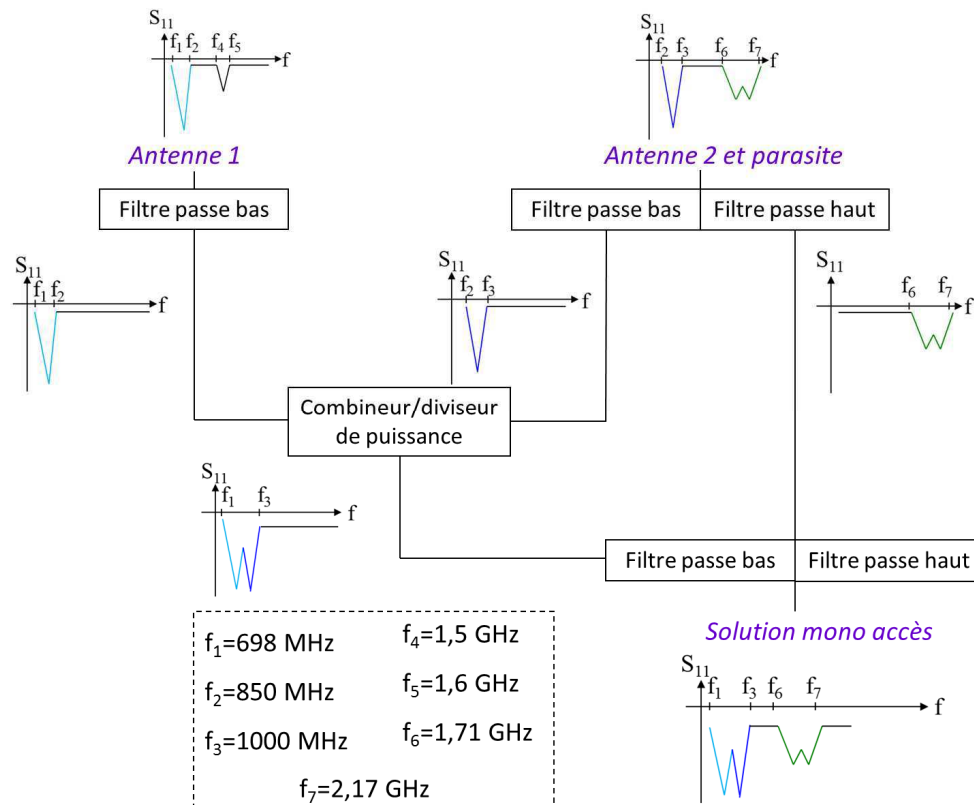


Figure 29 : Architecture permettant de couvrir 2 bandes

Cette méthode est valable pour toutes les bandes de fonctionnement, et son avantage principal est son aspect modulable. Ainsi, si nous souhaitons ajouter une bande, il n'est pas nécessaire de modifier tous les éléments rayonnants. C'est ce point que nous allons détailler dans la partie suivante.

### 5.7.2. ARCHITECTURE POUR COUVRIR 3 BANDES

Nous allons considérer ici l'exemple d'une architecture comprenant 3 éléments rayonnants pour couvrir trois bandes de fonctionnement : la bande basse (698-960 MHz), la bande moyenne (1710-2170 MHz) et la bande WiMAX (3,3-3,8 GHz). L'antenne 1, l'antenne 2 et son élément parasite seront considérées identiques à celles de l'exemple précédent. L'antenne 3 fonctionne sur la bande WiMAX.

Une possibilité consisterait à utiliser la structure précédente en remplaçant le diplexeur par un triplexeur, composé d'un filtre passe-bas, d'un filtre passe-bande, et d'un filtre passe-haut. Mais, la réalisation du filtre passe-bande est trop complexe. En effet, il est nécessaire d'utiliser un nombre de composants plus élevé (deux fois plus en moyenne) que pour les filtres passe-bas ou passe-haut et les modifications réalisées sur les deux autres filtres influent aussi sur la partie passe-bande (et vice

versa) : les interdépendances rendent le système difficile à optimiser, les performances étant finalement médiocres.

L'autre solution consiste à utiliser des diplexeurs cascades. L'inconvénient de cette structure par rapport à la précédente est que les pertes sont supérieures, puisqu'elles s'additionnent. Mais cela permet de mieux séparer les différentes contributions et permet d'optimiser les performances du système antenne final. C'est donc cette structure qui a été retenue et est illustrée en Figure 30. Les premières étapes de séparation des composantes de l'antenne 2 et de recombinaison en bande basse sont identiques à celles présentées en 5.7.1. Les différences concernent principalement la bande moyenne qui est d'abord recombinaison avec la bande WiMAX, grâce à un diplexeur. Nous obtenons alors une antenne fonctionnant entre 1,71 et 2,17 GHz et entre 3,3 et 3,8 GHz (réponse en vert et rose sur Figure 30). Il ne reste alors qu'à effectuer la recombinaison finale, grâce à un diplexeur, qui permet d'obtenir la solution mono-accès fonctionnant sur les 3 bandes (698-960 MHz ; 1,71-2,17 GHz ; 3,3-3,8 GHz). Des prototypes utilisant cette architecture ont été fabriqués, et ce pour deux variantes : dans le premier cas, la troisième bande est la bande WiMAX, dans l'autre ; il s'agit de la bande LTE fonctionnant entre 2,5 et 2,7 GHz.

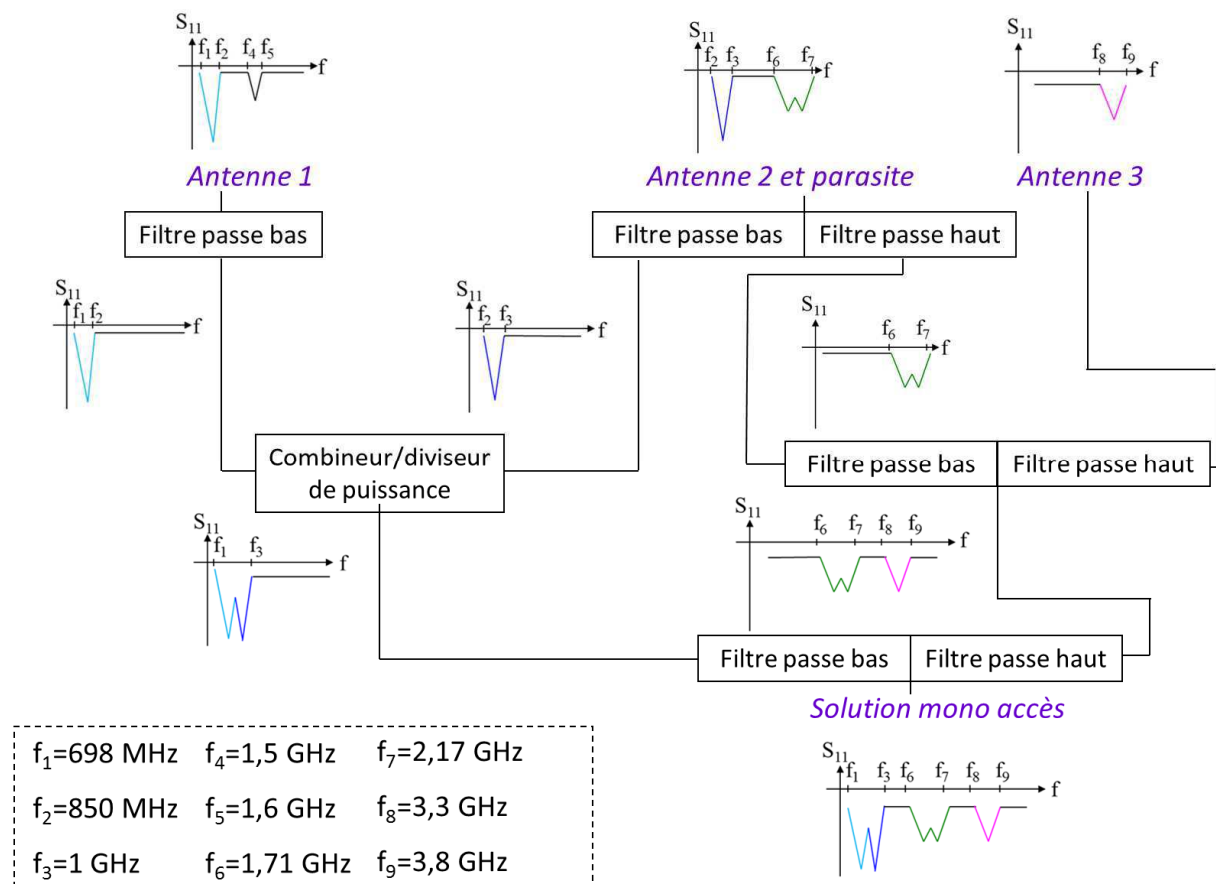


Figure 30 : Architecture permettant de couvrir 3 bandes

Nous venons d'étudier la généralisation de notre méthode de conception, et sa validation sur un exemple multibande sera étudiée dans la partie suivante.



### 5.7.3. EXEMPLE DE LA REALISATION D'UNE ANTENNE MULTIBANDE

Pour concevoir une antenne multibande, fonctionnant sur les bandes LB, MB et WiMAX, nous avons utilisé la méthode décrite en 5.7.2. Nous avons conçu trois antennes de type IFA que nous avons réalisées avec le procédé LDS, comme illustré en Figure 31. Nous pouvons observer que les antennes 1 et 3 partagent leur connexion à la masse et que l'élément parasite est également connecté à la masse.

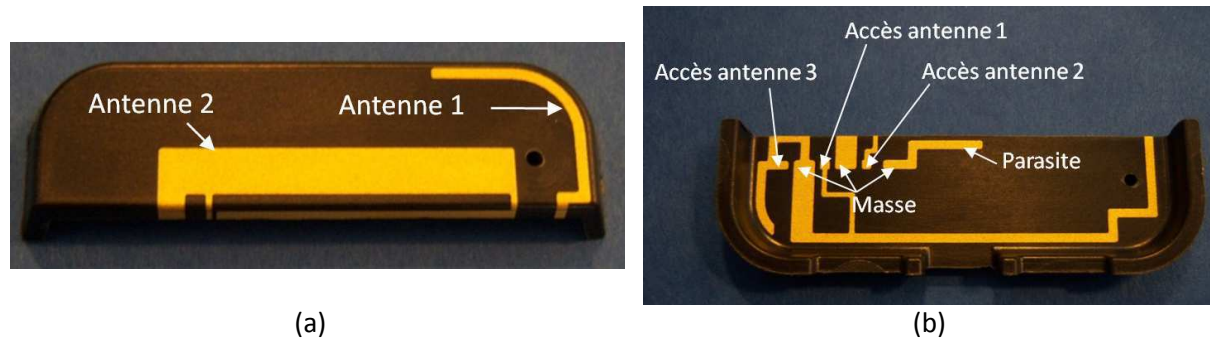


Figure 31 : Prototype d'antenne pour un fonctionnement sur trois bandes (a) vue de dessus, (b) vue de dessous

Ces antennes ont été mesurées et la comparaison entre les simulations (avec HFSS) et les mesures des antennes seules est présentée en Figure 32. Concernant le coefficient de réflexion, un léger décalage des courbes vers les hautes fréquences apparaît en mesure, un peu plus marqué pour l'antenne 2 (en particulier sur la bande MB), mais l'accord simulations-mesures est correct. Du point de vue du couplage mesuré entre les antennes, il est similaire à celui prédit par les simulations et est donc inférieur à -10 dB dans les zones d'intérêt. Cela facilite la conception des circuits associés à cette antenne, puisque les performances des différentes bandes peuvent être optimisées séparément.

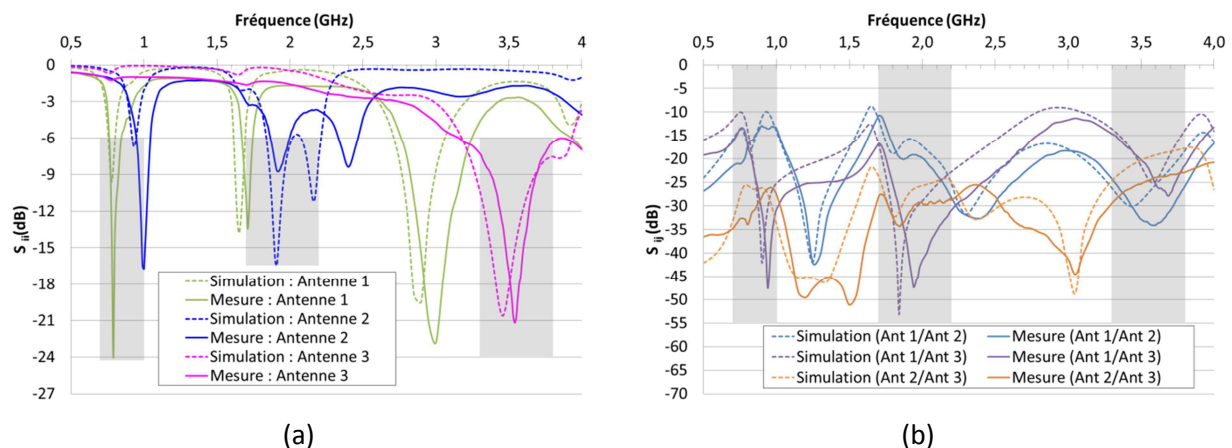


Figure 32 : Comparaison entre les simulations HFSS et les mesures (non corrigées) des antennes seules (a) coefficient de réflexion, (b) couplage entre les accès des antennes

Nous avons ensuite conçu les circuits correspondant à l'architecture décrite en 5.7.2. Pour cela, nous avons utilisé la structure de combineur/diviseur de puissance à 6 composants présentée en [24] et des filtres passe-bas ou passe-haut à 3 composants (un composant série et un résonateur LC parallèle). Le circuit représenté en Figure 33 compte donc 27 composants, qui sont intégrés sur un PCB dédié.



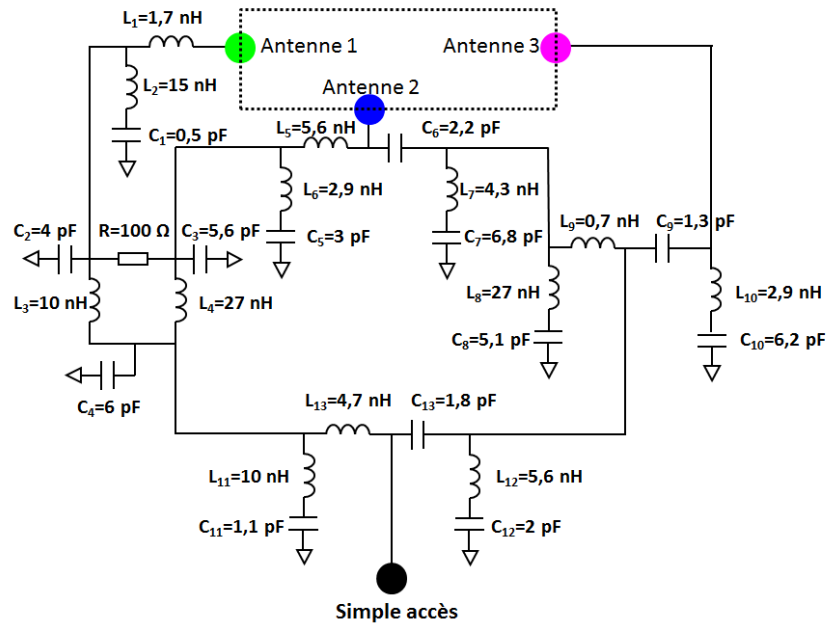


Figure 33 : Circuit permettant de recombinaire trois accès séparés en un accès unique

La comparaison entre les simulations et la mesure corrigée est présentée en Figure 34. Concernant le coefficient de réflexion, les deux simulations sont identiques sauf dans la bande WiMAX, où un décalage est observé. La mesure est en accord avec les simulations en bande basse et légèrement décalée en fréquence dans la bande 3,3-3,8 GHz. Quant à la bande moyenne, comme la réponse de l'antenne 2 mesurée est légèrement différente de l'allure simulée (cf. Figure 32), l'antenne ne charge pas le circuit de la même manière et la réponse globale dans cette bande est modifiée. De plus, ce phénomène est peut être amplifié par l'effet de la dispersion des valeurs des composants, illustrée pour ce prototype en Annexe C. Nous pouvons noter que malgré ces différences, le coefficient de réflexion  $S_{11}$  reste inférieur à -6 dB sur la bande MB.

Au niveau des efficacités, les valeurs simulées sont en bon accord avec les valeurs mesurées (aux incertitudes de mesures près). Le comportement différent en fin de bande basse peut s'expliquer par le décalage du deuxième creux d'adaptation de l'antenne 2 (cf. Figure 32).

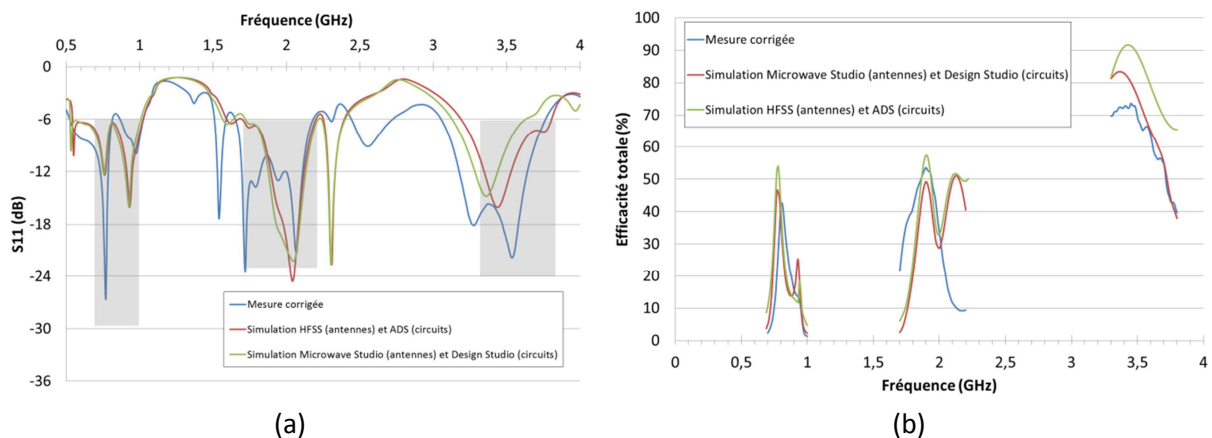
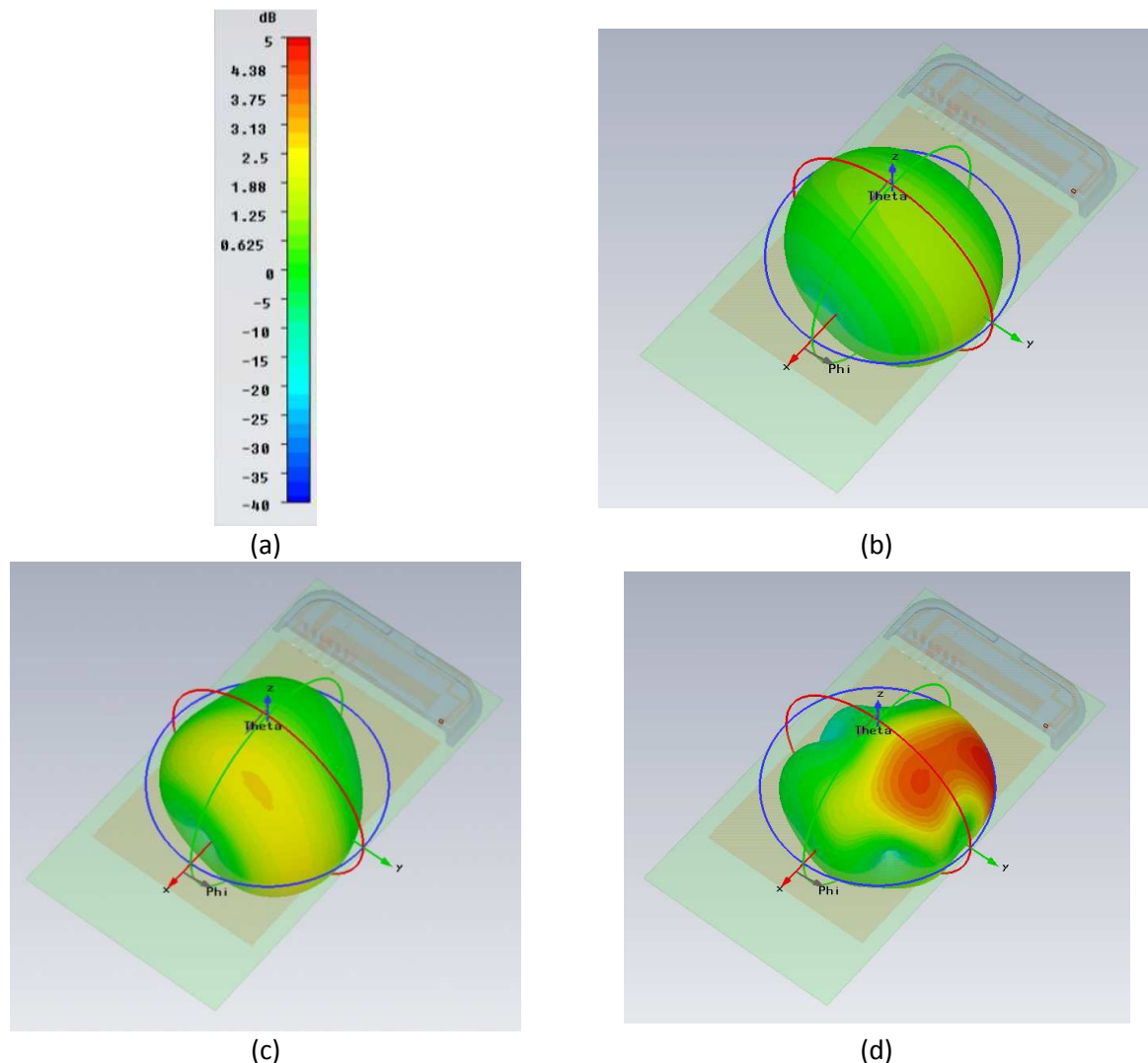


Figure 34 : Comparaison entre les simulations (HFSS-ADS/MWS-DS) et la mesure corrigée  
(a) coefficient de réflexion, (b) efficacité totale

Nous avons également simulé le diagramme de rayonnement de l'antenne et les circuits : celui-ci est reporté en Figure 35. Nous pouvons ainsi vérifier le caractère omnidirectionnel de notre système. Les valeurs maximales de gains obtenues à 850 MHz, 1,95 GHz et 3,55 GHz (fréquences centrales des macrobandes) valent respectivement 1,34 dBi, 2,7 dBi et 4,8 dBi.

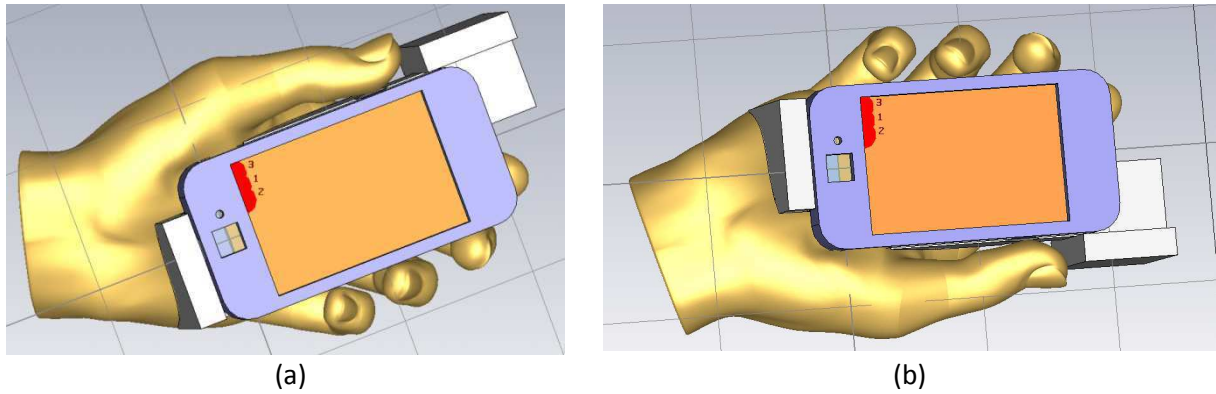


**Figure 35 : Diagramme de rayonnement avec la structure**  
(a) échelle, (b) à 850 MHz, (c) à 1,95 GHz, (d) à 3,55 GHz

Dans cette partie, nous avons détaillé les performances d'une antenne large bande multibande. Celle-ci étant envisagée à l'origine pour limiter les effets de couplage à l'utilisateur, nous étudions dans la partie suivante l'effet de la tête et la main de l'utilisateur sur les performances de l'un de nos prototypes multibande.

## 5.8. EFFET DE L'UTILISATEUR SUR UNE ANTENNE MULTIBANDE

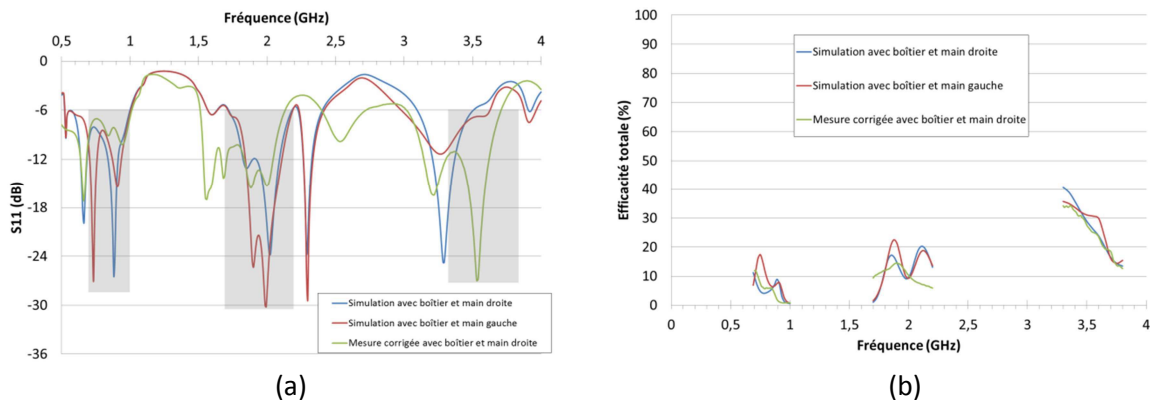
Afin d'évaluer la robustesse d'un tel système vis-à-vis de l'effet de l'utilisateur, nous avons effectué des simulations avec Microwave Studio, en utilisant les fantômes normalisés SAM pour la tête et PDA pour la main. Nous avons d'abord voulu évaluer la différence entre l'impact de la main gauche et celui de la main droite. Pour cela, nous avons simulé les deux cas présentés en Figure 36, qui montrent deux configurations. Pour la main gauche (cas a), l'excitation des antennes se trouve dans la paume de la main. Pour la main droite (cas b), elle se trouve près des doigts.



**Figure 36 : Simulation MWS de l'antenne multibande en présence d'une main PDA [25] (a) main gauche, (b) main droite**

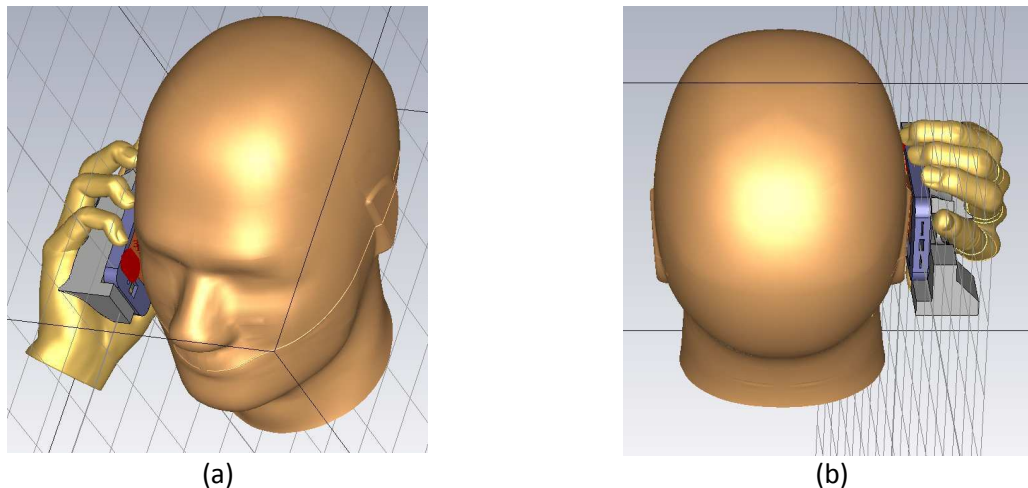
Les résultats des simulations avec les différentes mains sont reportés en Figure 37. Concernant le coefficient de réflexion, nous pouvons observer des différences de niveau d'adaptation et quelques légers décalages en fréquence entre les deux simulations. Celles-ci peuvent être expliquées comme pour le Samsung Galaxy S 2 par la différence de placement dans la main (proximité de la paume ou d'air selon le cas de la main gauche ou droite respectivement), mais l'antenne conserve de bonnes performances dans les 3 bandes d'intérêt, malgré le couplage à l'utilisateur. Ce résultat est confirmé pour la main droite avec la mesure (la mesure avec la main gauche n'a pas été réalisée par manque de temps).

En termes d'efficacité, la main gauche semble être un placement plus favorable que la main droite en bande basse : dans ce cas, l'extrémité des antennes 1 et 2 se trouve plutôt vers la zone opposée à la paume de la main. La mesure avec la main droite confirme les ordres de grandeurs des efficacités simulées, mais des différences sont observées en bande moyenne. En effet, comme en espace libre, nous retrouvons une différence d'allure, probablement due au décalage de l'antenne 2.



**Figure 37 : Comparaison entre les simulations avec les mains gauche et droite et la mesure avec la main droite corrigée (a) coefficient de réflexion, (b) efficacité totale**

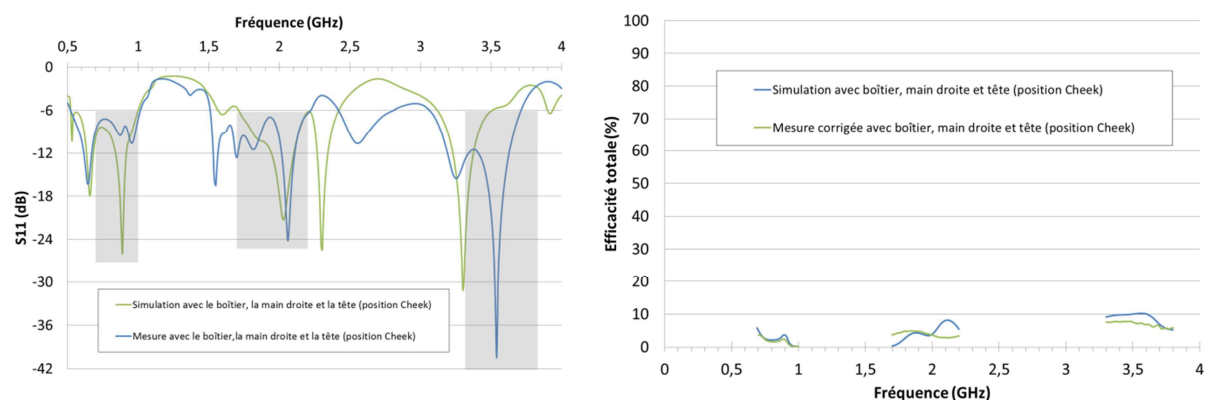
Nous avons ensuite complexifié la simulation, en prenant en compte l'effet de la tête et la main simultanément. Pour cela, nous avons réalisé la simulation avec la main droite que nous avons placée en position Cheek à proximité du fantôme SAM, comme illustré en Figure 38. Nous avons choisi cette position de référence, car le téléphone étant plus proche de la tête en position Cheek (par rapport à la position Tilt), nous devrions alors étudier le pire cas.



**Figure 38 : Modèle MWS de l'antenne multibande en présence de la tête (fantôme SAM) et la main droite (main de type PDA) [25] (a) vue de profil, (b) vue arrière**

Nous avons reporté les résultats de la comparaison simulation-mesure en Figure 39. En termes de  $S_{11}$ , l'accord est correct. Nous pouvons donc également observer que l'utilisateur ne perturbe pas le comportement de l'antenne dont le coefficient de réflexion est inférieur à -6 dB sur les 3 bandes d'intérêt.

Du point de vue de l'efficacité, les simulations prédisent des performances très faibles. Avec la tête et la main, les efficacités maximales obtenues sont de l'ordre de 10%, ce qui est comparable à celles des antennes commerciales reportées dans le Chapitre 4 (partie 4.3.1.).

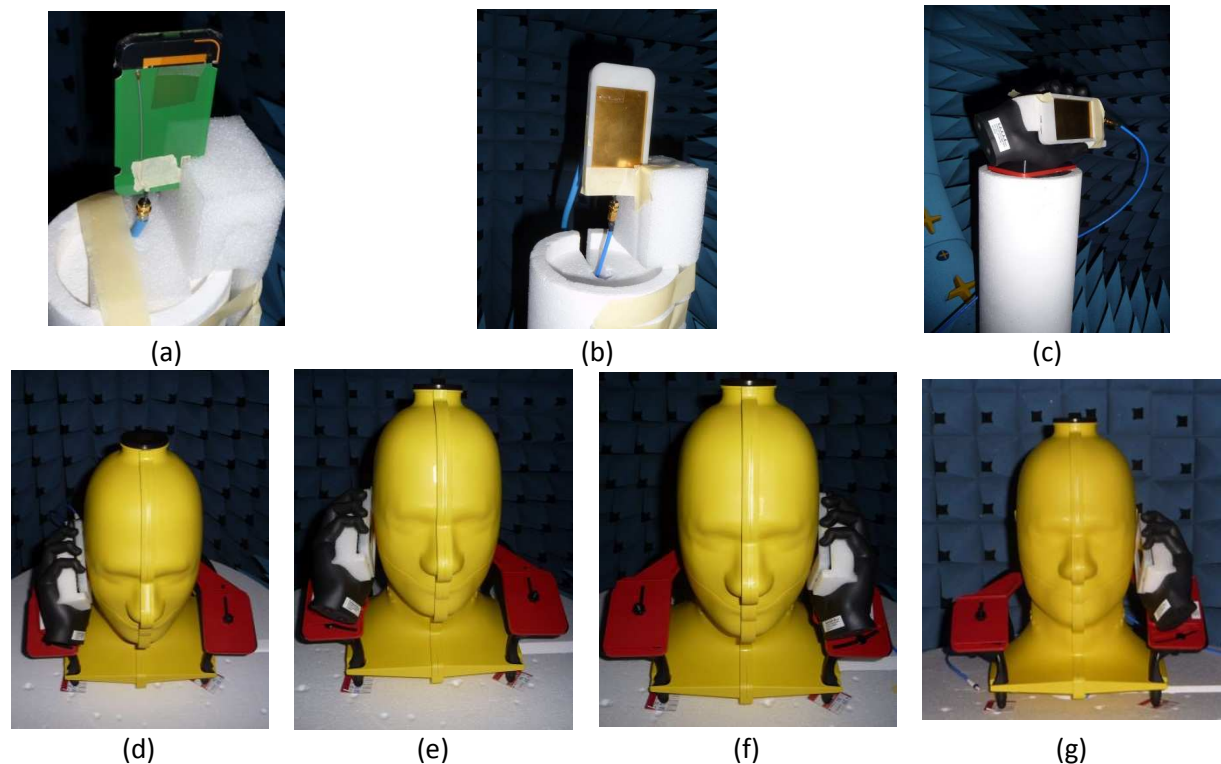


**Figure 39 : Comparaison entre la simulation et la mesure du cas avec la main droite et la tête (a) coefficient de réflexion, (b) efficacité totale**

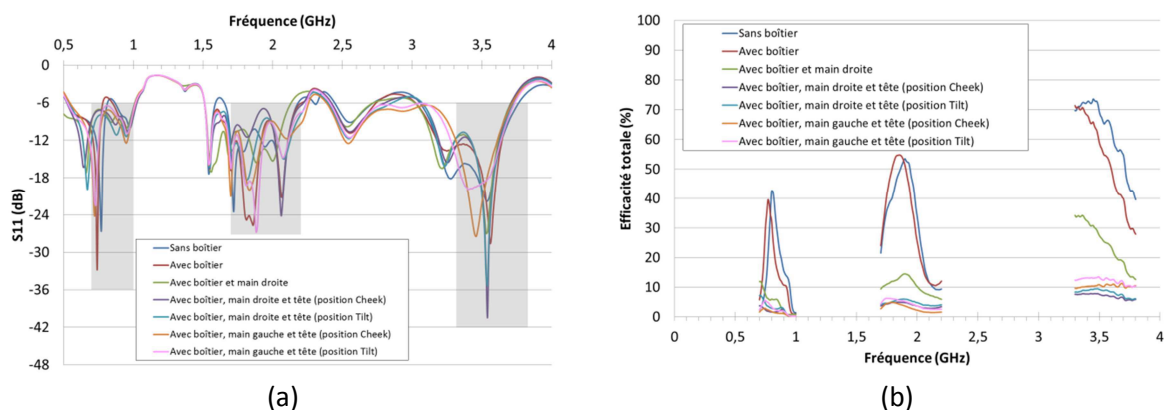
Nous avons ensuite mesuré les performances de l'antenne multibande dans plusieurs configurations : avec et sans boîtier, avec et sans la main droite, avec et sans la tête et la main, en positions Cheek ou Tilt. Les sept positions testées sont illustrées en Figure 40, et les résultats (coefficient de réflexion et efficacité totale) sont présentés en Figure 41.

La mesure des coefficients de réflexion montre une très bonne robustesse à l'effet de l'utilisateur : l'antenne a un  $S_{11}$  inférieur à -6 dB sur les trois bandes d'intérêt et ce quelle que soit la configuration mesurée. Cela valide notre hypothèse concernant l'intérêt d'une antenne large bande dans un tel contexte.

Du point de vue des efficacités, les valeurs mesurées sont du même ordre de grandeur que celles des équivalents 3G commerciaux (corrigées du câble), présentées en Tableau 2, mais des difficultés sont généralement observées en fin de bande. Nous noterons également que les efficacités visées en bande basse étaient très sévères, car le téléphone commercial que nous avons considéré ne fonctionne que sur la moitié de la bande que nous cherchons à couvrir (824-960 MHz au lieu de 698-960 MHz). Cette contrainte de grande bande passante entraîne des compromis sur l'efficacité. Une solution pour améliorer l'efficacité dans cette bande consisterait à supprimer le combineur/diviseur de puissance qui limite intrinsèquement à 50 % l'efficacité maximale accessible en bande basse. Ainsi, l'utilisation d'une antenne de type boucle (au lieu d'une IFA) ayant un comportement plus large bande pourrait permettre de remédier à cette difficulté afin de ne pas introduire de circuits limitant le rendement.



**Figure 40 : Configurations de mesure en  $S_{11}$  et efficacité (a) sans boîtier, (b) avec boîtier, (c) avec boîtier et main droite, (d) avec boîtier, main droite et tête (position Cheek), (e) avec boîtier, main droite et tête (position Tilt), (f) avec boîtier, main gauche et tête (position Cheek), (g) avec boîtier, main gauche et tête (position Tilt)**



**Figure 41 : Mesures (corrigées du câble) en présence du couplage à l'utilisateur (a) coefficient de réflexion, (b) efficacité totale**



Bandes/Environnement	Espace libre	Avec main	Avec tête et main
Bande basse (LB)	$20\% < \eta < 45\%$	$10\% < \eta < 20\%$	$\eta < 10\%$
Bandes hautes (MB, HB, WiMAX)	$35\% < \eta < 70\%$	$20\% < \eta < 35\%$	$\eta < 10\%$

Tableau 2 : Cahier des charges des efficacités, basé sur les mesures d'antennes commerciales 3G (corrigées du câble)

Nous allons maintenant comparer dans la partie suivante ce travail de conception d'une antenne multibande mono-accès et large bande avec d'autres travaux qui traitent la même problématique.

## 5.9. MISE EN PERSPECTIVE DES RESULTATS AVEC L'ETAT DE L'ART

Cette partie regroupe les différentes approches qui sont étudiées actuellement afin de satisfaire la couverture des bandes de la 4G.

### 5.9.1. APPROCHE UTILISANT DES ANTENNES RECONFIGURABLES EN FREQUENCE

La première approche possible pour couvrir les bandes de la 4G consiste à utiliser une antenne reconfigurable en fréquence, c'est-à-dire à diviser la bande totale d'intérêt en sous-bandes couvertes successivement. Cette vision est notamment envisagée par l'Université d'Aalborg, qui présente en [26] une antenne accordable, permettant d'atteindre les performances visées en termes d'adaptation et d'efficacité en utilisant la succession des états d'une capacité pour couvrir la bande souhaitée, comme le montre la Figure 42. Ce principe est ici mis en œuvre pour une antenne 3G, mais devrait pouvoir être aisément reproduit pour une antenne 4G.

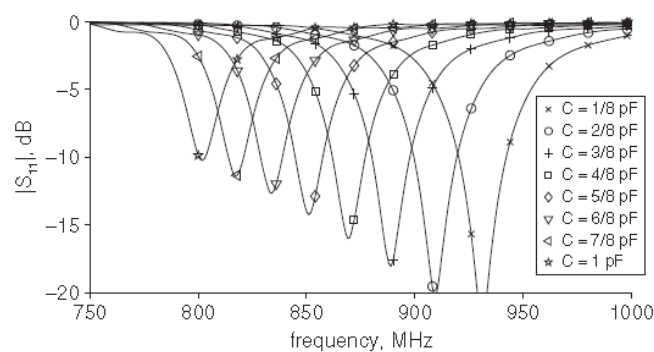


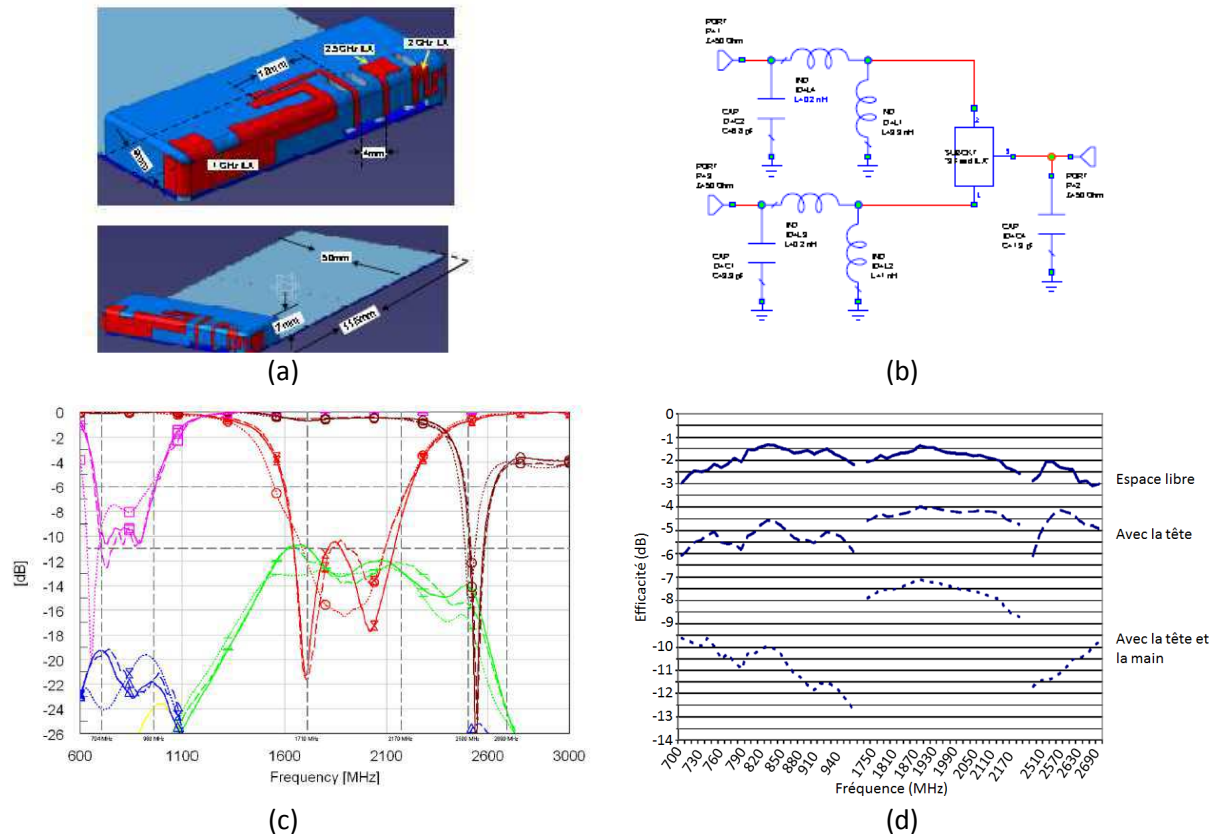
Figure 42 : Coefficient de réflexion d'une antenne reconfigurable [26]

Cette approche ne prend cependant pas en compte la contrainte liée à l'agrégation de porteuses. En effet, dans ce cas, il est impossible d'utiliser l'agrégation de type intra-bande, car l'antenne ne fonctionne pas dans les différentes sous-bandes simultanément.

### 5.9.2. APPROCHE UTILISANT PLUSIEURS ACCES

Afin de faire fonctionner l'antenne dans une bande assez large, une alternative consiste à utiliser plusieurs éléments rayonnants. La société Pulse Electronics [27] a ainsi proposé une solution comportant trois antennes de type ILA, réalisées sur plastique, comme illustré en Figure 43-a. Des réseaux d'adaptation sont placés sur chaque accès (Figure 43-b). Le coefficient de réflexion mesuré

est inférieur à -6 dB (Figure 43-c) et l'efficacité supérieure à 50% (Figure 43-d) sur les trois bandes d'intérêts en espace libre (698-960 MHz, 1,71-2,17 GHz, 3,3-3,8 GHz). Avec l'utilisateur, le paramètre  $S_{11}$  n'est pas dégradé et les efficacités minimales restent supérieures à celles que nous avons mesurées sur un téléphone commercial.



**Figure 43 : Solution de Pulse Electronics (a) éléments rayonnants, (b) circuits, (c)  $S_{11}$  mesuré en espace libre (trait plein), avec la tête (pointillés larges), avec la tête et la main (pointillés), (d) efficacité mesurée en espace libre (trait plein), avec la tête (pointillés larges), avec la tête et la main (pointillés) [27]**

Cependant, l'inconvénient de cette approche est le nombre d'accès. Ainsi, pour implémenter physiquement cette configuration dans un téléphone, il faudrait autant de câbles WFL-WFL que d'accès (soit 3 dans le cas présent), ce qui poserait des problèmes d'encombrement et de coût. De plus, les modules *front-end* sont très généralement simple accès et cette solution n'est donc pas compatible avec les circuits développés actuellement.

### 5.9.3. APPROCHES UTILISANT UNE ANTENNE A FAIBLE FACTEUR DE QUALITE

La solution décrite en partie 5.9.1. présentait des antennes à fort facteur de qualité. Sachant que la bande passante et le Q sont inversement proportionnels à VSWR constant (cf. Annexe 2, partie A.5.), l'approche alternative consiste à concevoir une antenne ayant un faible facteur de qualité, afin d'augmenter la bande passante.

De tels facteurs de qualité sont accessibles en utilisant une alimentation par couplage, comme illustré en [28], où une ligne de couplage excite la partie métallique rayonnante (cf. Figure 44-a). La comparaison reportée en Figure 44-b entre les cas appelés Ref1 et Ref2 illustre l'effet de ce couplage capacitif sur le coefficient de réflexion de l'antenne qui a initialement (sans couplage) une réponse bande étroite, qui devient avec le couplage très large (presque 2 GHz de bande passante à -6



dB). Ensuite, l'ajout d'une ligne assez fine ayant le rôle d'une inductance et d'un court-circuit permet d'adapter l'antenne dans la bande basse sur une large bande de fonctionnement (698-960 MHz). Il est cependant nécessaire de préciser que les résultats reportés ici dépendent de la longueur du plan de masse, qui vaut 100 mm dans cet exemple.

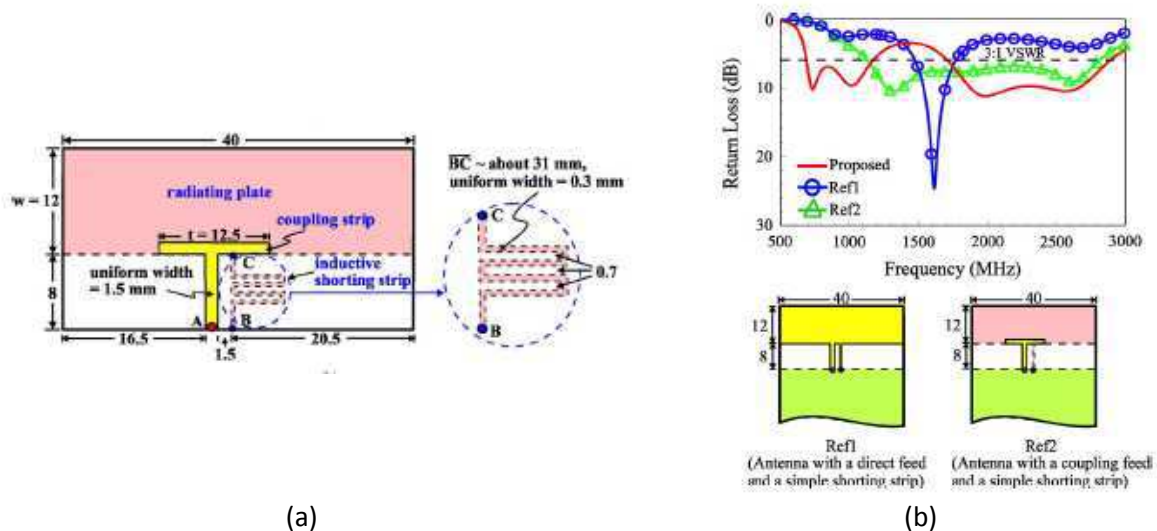


Figure 44 : Exemple d'un monopole excité de manière capacitive [28] (a) vue globale de l'antenne, (b) coefficient de réflexion et détail des différentes configurations testées

Les auteurs de [29] utilisent également des éléments de couplage (cf. Figure 45), qui excitent les courants sur le plan de masse et qui, grâce à leur caractère capacitif, permettent d'obtenir une antenne avec un faible facteur de qualité et donc une large bande passante. Nous pouvons observer en Figure 46 les performances obtenues pour un plan de masse de dimensions similaires à celui que nous avons utilisé (75 mm). Le prototype proposé (associé à un réseau d'adaptation) présente un coefficient de réflexion inférieur à -6 dB sur toute la bande d'intérêt, tout en garantissant une efficacité totale comprise entre 40 et 60 %, supérieure à celle que nous avons mesurée avec un téléphone commercial. Les auteurs de [29] mettent également en évidence l'intérêt d'un plan de masse plus long sur l'efficacité totale d'un tel prototype : ainsi, avec une extension de 15 mm, l'efficacité totale mesurée est comprise entre 55 et 75 %.

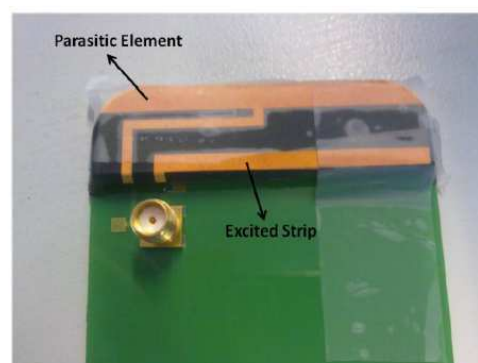
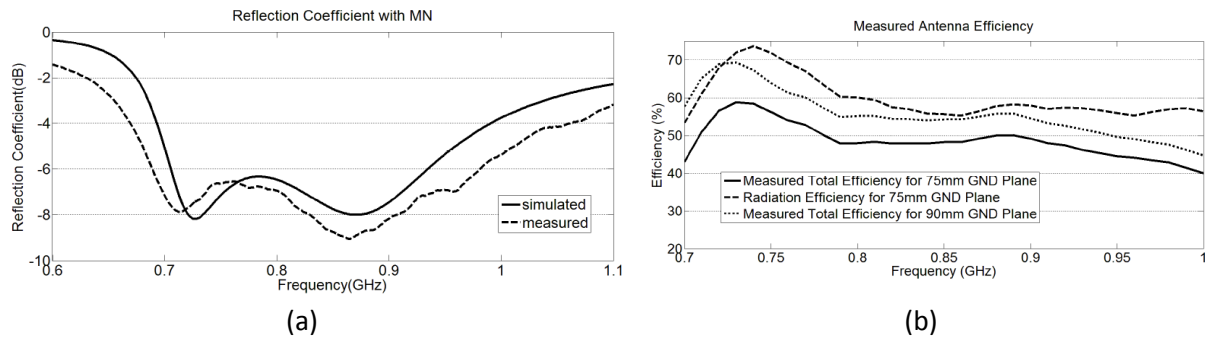


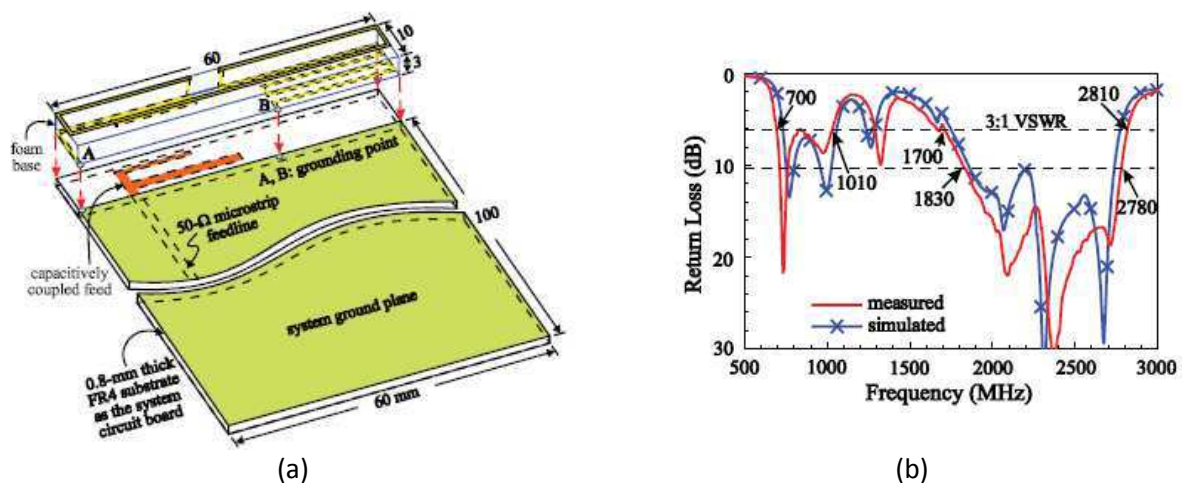
Figure 45 : Prototype utilisant les éléments de couplage [29]



**Figure 46 : Performances du prototype utilisant les éléments de couplage [29]**  
(a) coefficient de réflexion, (b) efficacité totale

Cette solution permet d'atteindre des performances très intéressantes, mais la contrepartie est la consommation d'espace sur la pièce plastique, qui limite l'espace disponible pour les autres éléments à intégrer dans le téléphone, ainsi qu'un aspect modulable limité. Par rapport à l'approche proposée dans cette thèse, l'ajout d'une nouvelle bande nécessite la re-conception complète du système et possède une plus grande sensibilité au couplage à l'utilisateur.

Il est possible d'utiliser ce principe de couplage capacitif avec d'autres types d'antennes, comme par exemple une antenne boucle [30]. L'avantage majeur des antennes de ce type est que la forme fermée des chemins de courants excités les rend plus immunes à l'influence du plan de masse. Dans le domaine de la téléphonie mobile où la taille du plan de masse est contrainte, cet avantage est considérable. Du point de vue des performances, la structure décrite en [30] permet de couvrir complètement les bandes 3G et LTE. Cependant, en comparaison à nos travaux, elle nécessite de réaliser une partie d'antenne sur le PCB (ce que est incompatible avec les contraintes d'intégration d'un téléphone commercial) et utilise un support en mousse, peu réaliste pour un téléphone commercial.



**Figure 47 : Exemple d'une antenne boucle excitée de manière capacitive [30]**  
(a) vue globale de l'antenne, (b) coefficient de réflexion

Une perspective d'amélioration de nos travaux consiste à remplacer les deux IFAs fonctionnant dans la bande basse par une antenne boucle alimentée par couplage capacitif (avec une cavité dans le plastique, afin de garder l'approche modulaire), ce qui permet d'augmenter sa bande passante et de réduire l'influence du plan de masse. L'utilisation d'une seule antenne pour la bande basse permettrait de supprimer le combineur/diviseur de puissance, qui limite l'efficacité totale à

50 % et ainsi d'améliorer les performances en efficacité en espace libre de l'antenne bande basse. Il est également envisageable de concevoir une deuxième antenne boucle pour la bande haute (pour remplacer l'IFA), mais la difficulté consiste alors à éloigner suffisamment les antennes afin de garantir un couplage faible entre elles.

Le Tableau 3 présente un bilan des avantages et des inconvénients des différentes solutions proposées :

Solutions proposées Critères de choix	Agilité en fréquence	Solution multi- accès	Antennes à faible facteur de qualité	Notre travail
Support des bandes 4G	Oui	Oui	Oui	Oui
Valeur d'efficacité (espace libre)	Elevée	Elevée	Elevée	Moyenne
Simple accès	Oui	Non	Oui	Oui
Support de l'agrégation	Non	Oui	Oui	Oui
Robustesse à l'effet de l'utilisateur	Moyenne	Forte	Moyenne	Forte

**Tableau 3 : Bilan des différentes solutions proposées pour les antennes 4G**

## 5.10. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté une alternative à la conception d'un tuner, afin de réduire la baisse des performances dues à l'effet de l'utilisateur. Pour cela, nous avons réalisé des antennes cellulaires large bande innovantes. Nous avons commencé par fixer le cahier des charges en termes de bandes de fonctionnement (698-960 MHz, 1,71-2,17 GHz, 2,5-2,7 ou 3,3-3,8 GHz), de coefficient de réflexion minimum (-6 dB) et d'efficacités totales sur les bandes de fréquence considérées, en espace libre et avec l'utilisateur.

Nous avons alors exposé le concept développé dans cette thèse, consistant à mêler les techniques de conception des antennes et des circuits. Ainsi, pour réaliser une antenne large bande, nous avons utilisé plusieurs éléments rayonnants à bande étroite de type IFAs, dont nous avons recombinaé les réponses grâce à des circuits de filtrage et de recombinaison/division de puissance. Nous avons ensuite décrit le flot de simulation, mis en place et qui utilise différents outils de simulation électromagnétique (HFSS, Microwave Studio) et électrique (ADS, Design Studio).

Nous avons également consacré une partie de ce chapitre à la définition des contraintes technologiques. Nous avons ainsi décrit la technologie de réalisation que nous avons sélectionnée : le LDS, permettant de métalliser une pièce plastique. Pour la réalisation de celle-ci, nous avons alors justifié le choix du matériau POCAN 7140 par sa compatibilité avec la technologie LDS, mais également avec le procédé d'assemblage *reflow soldering*, technique nous permettant de souder des composants directement sur le plastique, afin de pouvoir créer un module antenneur plastronique. Nous avons ensuite développé les contraintes d'intégration du support plastique, ainsi que le dimensionnement et la réalisation du PCB et du plan de masse associé.

Puis, nous avons détaillé les méthodes de mesures que nous avons utilisées pour caractériser en adaptation et en efficacité totale nos prototypes. Comme nous avons utilisé un câble WFL-SMA, nous avons également précisé comment corriger nos mesures de l'impact de ce dernier.

La partie suivante a été l'occasion de donner des exemples de réalisation de circuits permettant de couvrir la bande basse qui présente le plus de *challenges*. Pour les deux mêmes IFAs unitaires, nous avons étudié successivement l'insertion de deux circuits : un combineur/diviseur de puissance et un diplexeur. Nous avons conclu que le premier serait utilisé dans le cas de la recombinaison de deux bandes contigües (mais l'efficacité du système est alors limitée à 50 %), alors que la deuxième structure serait utilisée pour agréger des bandes non-contigües, à cause d'une chute d'efficacité importante au point de recouvrement des deux filtres du diplexeur. Nos prototypes ont démontré une bande passante à -6 dB bien supérieure à celle du téléphone commercial que nous avons mesuré et des efficacités totales comparables à celle de ce dernier. Nous avons montré que le coefficient de réflexion de nos démonstrateurs n'était pas sensible à l'ajout d'un boîtier en plastique ABS autour de l'antenne et l'impact de ce dernier sur l'efficacité est limité.

Nous avons alors présenté la réalisation d'un démonstrateur plastronique, c'est-à-dire un prototype où les circuits n'ont pas été reportés sur le PCB, mais ont été assemblés directement sur le plastique, qui est compatible avec le procédé *reflow soldering*. Ce prototype a permis de mettre en évidence les difficultés de simulation d'un tel système et de valider la conception d'un module antennaire plastronique, qui est l'objectif final d'intégration visé pour ce type de produit.

Après avoir validé le concept développé sur une seule bande de fréquence, nous avons présenté deux nouvelles architectures permettant un fonctionnement multibande. Ces architectures utilisent des filtres, des diplexeurs et des combineurs/diviseurs de puissance et sont modulables : l'ajout d'une nouvelle bande peut être réalisé en ajoutant un nouvel élément rayonnant et en cascade un diplexeur supplémentaire.

Pour illustrer les exemples d'architectures développés dans la partie précédente, nous avons détaillé la conception d'un prototype couvrant trois macrobandes et avons vérifié le point central de notre étude : la robustesse du prototype à l'impact de l'utilisateur. Pour cela, nous avons réalisé des mesures en positions CTIA, avec les fantômes de tête et de main de l'utilisateur. Nous avons pu observer que le coefficient de réflexion reste inférieur à -6 dB, même en présence de l'utilisateur. Du point de vue de l'efficacité, les valeurs sont fortement dégradées par l'utilisateur, comme nous l'avons noté lors de la mesure du téléphone commercial.

La dernière partie a permis de comparer nos travaux à l'état de l'art. Nous avons ainsi pu mettre en évidence trois approches différentes : la reconfigurabilité en fréquence, l'alimentation avec de multiples accès et l'utilisation du couplage capacitif pour l'alimentation. Cette dernière technique est utilisée car elle permet de diminuer le facteur de qualité de l'antenne et donc d'augmenter la bande passante. Cette approche peut être utilisée pour plusieurs types d'antennes (monopole, boucle). La plus prometteuse semble être la conception d'une antenne boucle, qui a l'avantage de réduire la dépendance aux dimensions du plan de masse.

Une perspective d'amélioration de nos travaux en termes de conception d'antenne consisterait ainsi à concevoir une antenne boucle fonctionnant en bande basse, remplaçant les 2 IFAs (utilisées en bande basse) de nos prototypes. Une telle solution, naturellement plus large bande,

permettrait de supprimer le combineur/diviseur de puissance, qui limite l'efficacité en bande basse du système à 50 % et ainsi d'augmenter l'efficacité atteignable en espace libre. Il est également envisageable d'utiliser le même principe pour couvrir la bande moyenne et la bande haute, mais il sera nécessaire de veiller à garantir un couplage faible entre les antennes boucles. De plus, maintenant que le flot de simulation complet est mis en place et validé, il sera plus aisé d'optimiser les antennes en termes d'efficacité en espace libre et avec l'utilisateur. Du point de vue des circuits, une autre technologie pourrait être évaluée. Ainsi, la technologie IPD<sup>TM</sup> (*Integrated Passive Devices*), intégrée sur un substrat en verre isolant et développée par STMicroelectronics Tours pourrait permettre d'avoir accès à des valeurs de composants continues et ainsi de pouvoir réaliser une optimisation plus fine que celle réalisée avec les composants de Murata<sup>TM</sup>. De plus, les tolérances des composants CMS étant un facteur à fort impact sur les performances, cela pourrait permettre de réduire la sensibilité de la conception aux composants.

#### RÉFÉRENCES DU CHAPITRE 5

- [1] F. Sonnerat, R. Pilard, F. Gianesello et C. Durand, *Circuit d'antenne exploitant simultanément plusieurs antennes indépendantes par une borne d'accès unique*, Brevet soumis 100790FR.
- [2] M. Martinez-Vasquez, *Design of antennas for mobile communications devices: practical aspects*, Valencia: Antennas for Mobile Communication Course, European School of Antennas, 2012.
- [3] L. Jofre, M. Martinez-Vasquez, R. Serrano et G. Roqueta, *Handbook on Small Antennas*, EurAAP, 2012.
- [4] <http://www.home.agilent.com/en/pc-1887116/momentum-3d-planar-em-simulator?cc=FR&lc=fre>.
- [5] <http://www.feko.info/>.
- [6] <http://www.ansys.com/Products/Simulation+Technology/Electromagnetics/High-Performance+Electronic+Design/ANSYS+HFSS>.
- [7] <http://www.cst.com/>.
- [8] [http://www.wpi.edu/Pubs/E-project/Available/E-project-042408-130243/unrestricted/MQP\\_final.pdf](http://www.wpi.edu/Pubs/E-project/Available/E-project-042408-130243/unrestricted/MQP_final.pdf).
- [9] <http://www.comsol.com/>.
- [10] <http://www.home.agilent.com/en/pc-1297143/empro-3d-em-simulation-software>.
- [11] <http://www.empire.de/>.
- [12] <http://www.remcom.com/xf7>.

- [13] M. Moguedet, *La technologie LPKF-LDS, où comment la plasturgie permet à l'électronique d'accéder à la troisième dimension*, vol. 67, Le Plastilien, Mai 2010, pp. 52-55.
- [14] <http://www.lpkf.fr/applications/mid/procede-lpkf-lds/index.htm>.
- [15] N. Heininger, *3D LDS Components for New Production Opportunities*, Microwaves Journal, Février 2012, pp. pp. 46-50..
- [16] <http://www.poleplasturgie.net/>.
- [17] R. Garg, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, 2001.
- [18] <http://www.mill-max.com/assets/pdfs/metric/007M-012M.PDF>.
- [19] [http://www.hirose.co.jp/catalogue\\_hp/e32124820.pdf](http://www.hirose.co.jp/catalogue_hp/e32124820.pdf).
- [20] <http://www.murata.com/products/catalog/pdf/o05e.pdf>.
- [21] <http://www.murata.com/products/catalog/pdf/c02e.pdf>.
- [22] [http://www.satimo.com/sites/www.satimo.com/files/Datasheets\\_StarLab\\_2.pdf](http://www.satimo.com/sites/www.satimo.com/files/Datasheets_StarLab_2.pdf).
- [23] Y. Wu, Y. Liu et Q. Xue, *An Analytical Approach for a Novel Coupled-Line Dual-Band Wilkinson Power Divider*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Février 2011, pp. 286-294.
- [24] A. R. Djordjevic, M. B. Baždar, G. M. Vitoševic, T. K. Sarkar et R. F. Harrington, *Scattering Parameters of Microwave Networks with Multiconductor Transmission Lines (software and user's manual)*, Artech House, Boston, 1989.
- [25] Y. Rangulam, *Rapport d'avancement de stage de fin d'étude de mai 2013*, STMicroelectronics, Mai 2013.
- [26] S. C. D. Barrio, M. Pelosi et G. Pedersen, *On the efficiency of frequency reconfigurable high-Q antennas for 4G standards*, vol. 48, Electronics Letters, Août 2012, pp. 982-983.
- [27] P. Ikonen, J. Ella, E. Schmidhammer, P. Tikka, P. Ramachandran et P. Annamaa, *Multi feeds RF front-ends and cellular antennas for next generation smartphones*, [http://www.pulseelectronics.com/download/3755/indie\\_technical\\_article](http://www.pulseelectronics.com/download/3755/indie_technical_article).
- [28] C. T. Lee et K. L. Wong, *Planar Monopole With a Coupling Feed and an Inductive Shorting Strip for LTE/GSM/UMTS Operation in the Mobile Phone*, vol. 58, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Juillet 2010.
- [29] A. Cihangir, F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod et P. Brachat, *A bandwidth-enhanced antenna in LDS technology for LTE700 and GSM850/900 standards*, 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Avril 2013.

- [30] W. Y. Li et K. L. Wuong, *Seven band surface mount loop antenna with a capacitively coupled feed for mobile phone application*, vol. 51, Microwave and Optical Technology Letters, Janvier 2009.



# **Conclusion générale et perspectives du travail de thèse**

## CONCLUSION GENERALE

Afin de rendre les téléphones mobiles compatibles dans les différents pays du monde, tout en transmettant des données de tous formats, avec un débit plus élevé, les normes de téléphonie évoluent constamment. L'introduction de la norme 4G a ainsi mis en évidence de nouveaux défis à relever, comme le fonctionnement multibande dans de larges bandes de fréquence, l'agrégation de porteuses, le support des échanges *full-duplex* et les techniques multi-antennes MIMO. Si ces modifications induisent des changements sur les circuits RF, elles augmentent également les contraintes sur les éléments rayonnants. Alors que leurs performances sont déjà limitées par le volume disponible dans un téléphone, une difficulté supplémentaire est ajoutée par la proximité de l'utilisateur. C'est plus généralement l'environnement proche et variable du téléphone, qui dégrade les performances de l'antenne.

Dans le cadre de ce travail, deux axes de recherche ont été proposés afin de corriger l'effet de l'environnement proche sur les performances de l'antenne et par conséquent du système RF : la conception d'un tuner d'antenne placé entre celle-ci et le module *front-end* RF, et la réalisation d'une antenne large bande en utilisant la combinaison des techniques de conception d'antennes et de circuits.

Après avoir présenté le contexte de la téléphonie mobile et les enjeux associés dans le chapitre 1, et plus spécifiquement les antennes au chapitre 2, le tuner d'antenne a été étudié au chapitre 3. Situé entre l'antenne et le module *front-end*, il présente l'impédance adaptée à celle ramenée par l'antenne, en suivant ses évolutions liées au couplage variable entre l'antenne et son environnement proche. Dans le même temps, il ramène du côté du module *front-end* la valeur stabilisée 50 Ohms adaptée. Nous avons détaillé la conception du tuner, qui nécessite l'utilisation de composants agiles. Pour cela, nous avons utilisé des DTCs, réalisées en technologie CMOS SOI 130 nm, que nous avons associées à des capacités de type MIM et des inductances fixes, selon une topologie en pi à 5 composants.

Plusieurs démonstrateurs ont été fabriqués, en utilisant deux approches pour l'intégration des inductances : l'une consiste à fournir un prototype tout intégré en CMOS SOI, l'autre à reporter les inductances CMS sur PCB. Ces réalisations ont été caractérisées en petit et grand signal. Nous avons pu montrer une bonne capacité de ces tuners à corriger les désadaptations classiques, ainsi qu'une tenue en puissance suffisante. Mais les pertes introduites par le système sont très dépendantes de la phase à corriger.

Afin de pouvoir conclure quant à l'intérêt global d'un tel dispositif, nous avons évalué les performances de la chaîne RF complète au chapitre 4. Pour cela, nous avons associé l'un des tuners réalisés dans le cadre de ce travail avec une antenne commerciale, afin de valider le fonctionnement dans des conditions d'usage. Nous avons ainsi observé une bonne correction de la désadaptation. En revanche, les pertes d'insertion sont élevées, ce qui dégrade le bilan de pertes globales du système. Nous avons donc progressivement défini un facteur de mérite permettant de quantifier les pertes d'insertion à ne pas dépasser, afin d'apporter une amélioration effective au bilan de puissance complet du système RF. Celui-ci intègre finalement les pertes dues à la désadaptation, l'effet de la susceptibilité du PA à sa charge ainsi que la chute d'efficacité de l'antenne due à l'utilisateur, qui absorbe une partie de l'énergie rayonnée du fait des pertes dans les tissus biologiques. Nous avons ainsi pu mettre en évidence que pour les VSWR modérés, soit la majorité des cas rencontrés dans une situation réelle, le tuner n'apporte pas de gain sur les performances du système et dégrade

même le bilan de puissance. C'est au final la diminution de l'efficacité de l'antenne induite par l'environnement, plus que les pertes de désadaptation, qui détériore les performances globales du système RF.

Une solution alternative a alors été considérée au chapitre 5 afin de réduire l'effet de couplage à l'environnement proche, dans le contexte 4G. Elle consiste à réaliser une antenne large bande, en utilisant à la fois des techniques de conception d'antennes et de circuits, afin d'obtenir un système mono-accès, compatible avec les modules *front-end* actuels. La solution développée pendant ce travail de thèse consiste à corriger le problème de désadaptation de l'antenne sous l'effet de l'environnement, en utilisant une antenne possédant une bande passante légèrement supérieure à la bande de fréquence utile recherchée. Le travail s'est principalement focalisé sur les basses fréquences (698 - 960 MHz), car les antennes disponibles commercialement possèdent déjà un caractère large bande dans la bande haute (1710 - 2170 MHz). L'impact de l'environnement pouvant être assimilé à une capacité parasite qui décale le fonctionnement de l'antenne vers les basses fréquences, nous avons pu démontrer qu'en prenant une petite marge concernant la partie supérieure de la bande de fréquence couverte, l'antenne réalisée restait toujours adaptée ( $S_{11} < -6$  dB) et que ce faisant les efficacités obtenues étaient tout à fait comparables à celles mesurées pour des téléphones commerciaux fonctionnant en bande étroite.

Lors de la conception, nous avons ainsi d'abord dimensionné des éléments rayonnants à fonctionnement bande étroite de type IFA. Nous avons ensuite recombinaison leurs réponses grâce à des éléments de filtrage et de recombinaison/division de puissance. Différents exemples de réalisation ont été présentés et ont permis de démontrer la possibilité de généraliser ce principe à un fonctionnement multibande. Cette approche permet d'envisager des solutions modulaires où l'ajout d'une bande de fréquence supplémentaire ne nécessite pas une nouvelle conception complète du système, mais seulement l'ajout d'un élément rayonnant et de son circuit associé.

Les antennes ont été réalisées à partir d'une technologie utilisée dans les modèles commerciaux : le LDS. Les composants discrets assemblés sont de type CMS. Des prototypes de modules antennaires plastroniques ont ainsi été fabriqués et ont permis de démontrer les potentialités d'intégration finale d'un tel système. L'évaluation de l'impact de l'utilisateur a été établie à partir de simulations électromagnétiques et circuits combinées, validées par des mesures réalisées dans un environnement anéchoïque, à l'aide de fantômes anthropomorphiques de tête et de main. Nous avons mis en évidence une très grande robustesse des prototypes à la désadaptation ainsi que des performances en efficacité comparables à celles d'antennes commerciales (lorsque celles-ci sont adaptées dans la bande de fonctionnement). Les résultats montrent ainsi l'intérêt de cette solution, vis-à-vis de celles reportées dans l'état de l'art.

## PERSPECTIVES

Ces travaux ouvrent de nombreuses perspectives, que ce soit au niveau des études qui pourraient faire suite à cette thèse, ou des modifications à apporter à l'organisation entre les acteurs de la technologie LDS, afin de permettre le développement de telles solutions.

Un des axes d'amélioration de nos travaux concerne les efficacités totales en bande basse des prototypes mesurés en espace libre. En effet, notre structure utilisant deux antennes pour couvrir la bande basse, nous avons recours à un combineur/diviseur de puissance pour les recombinaison. Mais celui-ci introduit des pertes minimales de -3 dB qui limitent intrinsèquement

l'efficacité totale accessible dans la bande basse. Une perspective d'amélioration de nos travaux en termes de conception d'antenne consisterait ainsi à concevoir une antenne boucle, naturellement plus large bande, fonctionnant en bande basse. Ainsi, nous pourrions supprimer ce circuit et atteindre des efficacités plus élevées. Il est également envisageable d'utiliser le même principe pour couvrir la bande moyenne et la bande haute, mais il sera nécessaire de veiller à garantir un couplage faible entre les antennes boucles. Il faudra également étudier si la topologie d'antenne joue un rôle dans la mise en place de cette technique de conception ou si certaines antennes se prêtent mieux que d'autres à cela.

De plus, maintenant que le flot de simulation complet est mis en place et validé, il sera plus aisé d'optimiser les antennes en termes d'efficacité en espace libre et en présence de l'utilisateur.

La deuxième piste d'amélioration concerne les circuits qui sont ici réalisés avec des composants CMS. Or, nous avons mis en évidence un impact fort de la dispersion des valeurs de ces composants sur les performances finales de prototypes. Outre le fait que la mise en place d'une simulation d'un tel effet pour des composants discrets serait intéressante (mais nécessiterait l'implication à la fois des vendeurs de logiciels et des fabricants de composants), il pourrait également y avoir un intérêt fort à évaluer une autre technologie de réalisation des circuits. Dans une logique d'intégration modulaire, la technologie IPD<sup>TM</sup> (*Integrated Passive Devices*), intégrée sur un substrat en verre isolant et développée par STMicroelectronics Tours pourrait permettre d'améliorer les performances d'un tel système. En effet, elle permet la réalisation de valeurs de composants quelconques, ce qui n'est pas le cas des composants CMS, en particulier pour les fortes valeurs, c'est-à-dire supérieures à 10 pF ou 10 nH. De plus, elle propose des tolérances plus faibles et pourrait ainsi permettre de réduire l'impact de la dispersion des composants sur les circuits et donc sur les performances de l'antenne.

Mais au-delà d'axes d'améliorations incrémentaux, des perspectives de développement plus ambitieuses sont envisageables.

Par exemple, nous pouvons maintenant ajouter la prise en compte du MIMO dans un tel système. Nous avons conçu la pièce plastique en considérant les contraintes d'encombrement spatial haute et basse d'un téléphone. La pièce plastique réalisée pourrait donc être également utilisée pour l'antenne diversité en réception, placée en position haute dans le téléphone. Rien dans notre méthode de conception ne devrait s'opposer à l'utilisation de cette antenne supplémentaire, mais il sera probablement nécessaire d'optimiser différemment les éléments rayonnants afin de favoriser une faible enveloppe de corrélation.

Une deuxième perspective concerne la manière de traiter le problème de l'effet de l'utilisateur. Nous avons proposé l'utilisation de plusieurs éléments rayonnants recombinaisonnés par un circuit afin d'obtenir un comportement large-bande. Mais en gardant à l'esprit que le téléphone Samsung Galaxy S 2 mesuré présente des performances différentes si l'utilisateur est gaucher ou droitier, une approche plus radicale peut être imaginée. Il est envisageable d'utiliser plusieurs éléments rayonnants, pouvant être commutés afin de les activer ou non. Ainsi, lorsque la présence de l'utilisateur serait détectée, il serait possible de commuter les antennes<sup>1</sup> et d'utiliser la paire la moins affectée par ce dernier. Les commutateurs d'antennes étant aujourd'hui réalisés en

---

<sup>1</sup> J. Anguera, A. Camps, A. Andujar et C. Puente, "Enhancing robustness of handset antennas to finger loading effects," *Electronics Letters*, Vol. 45, No. 15, pp. 770–771, 2009.

technologie CMOS SOI, qui permet d'intégrer des composants passifs avec des performances proches d'une technologie IPD<sup>TM</sup>, il est aisé de percevoir ici un nouvel axe d'investigation. Celui-ci viserait à développer des modules antennaires innovants afin d'augmenter encore le niveau d'intégration et les performances obtenues.

Pour conclure à propos de la valorisation dans un téléphone commercial de la solution antenne proposée pendant cette thèse, nous pouvons dire que l'aspect modulable est un avantage attractif. En plus de permettre d'ajouter simplement des bandes de fréquence, il serait possible d'utiliser les mêmes éléments pour tous les téléphones de même format, en ajustant les valeurs des circuits à chaque modèle de téléphone spécifique. Cette notion de module antenne est aujourd'hui à l'esprit de nombreux acteurs du marché des antennes pour la téléphonie mobile. En effet, ces derniers souhaitent pouvoir s'éloigner du modèle économique actuel qui repose sur le développement de solutions dédiées à chaque client. STMicroelectronics réfléchit actuellement, avec un partenaire, à la valorisation des travaux réalisés, afin de mettre en place des solutions de modules antennaires 4G. Cette nouvelle direction pourrait modifier la manière de concevoir les futures antennes de téléphone et modifier le rôle et les types de compétences des différents acteurs du marché.

Au-delà des perspectives purement antennaires concernant les travaux proposés, nous pouvons noter un axe de travail concernant la technologie LDS utilisée dans la thèse. Au cours de ce travail, nous avons constaté une absence de possibilité de réaliser simplement le prototypage de pièces plastiques compatibles avec le procédé LDS en France. Un axe de travail possible apparaît donc pour lever cette difficulté. La nécessité de faire fabriquer un moule pour chaque type de pièce plastique freine aujourd'hui les investigations R&D, par le coût prohibitif des techniques d'injection, qui utilisent nécessairement un moule. Afin de traiter cette problématique, une proposition de projet européen mené par STMicroelectronics et le PEP est en train d'être initiée et devrait faciliter le développement de solutions de prototypage rapide (par exemple, l'impression 3D). De telles solutions permettraient de développer les activités de recherche concernant la thématique plastronique, non limitée au développement d'antenne LDS. Dans le contexte actuel de recherche et d'innovation concernant les objets communicants intelligents, il est aisé de comprendre que les perspectives ouvertes par la réflexion née au sein de ce travail de thèse pourraient ainsi dépasser largement le champ des antennes pour la téléphonie mobile.



## PUBLICATIONS

---

### CONGRES NATIONAUX AVEC COMITE DE LECTURE ET ACTES

[N1] **Florence Sonnerat**, Romain Pilard, Frédéric Giancesello, Thomas Quéméraires, François Le Pennec, Christian Person, Bruno Rauber, Daniel Gloria, « *Tuner d'antenne pour terminaux 3G intégré en technologie CMOS SOI avancée* », JNM (Journées Nationales Microondes), Brest, France, 18-20 mai 2011.

[N2] **Florence Sonnerat**, Romain Pilard, Frédéric Giancesello, François Le Pennec, Christian Person, Daniel Gloria, « *Antenne LDS Large Bande pour Téléphones Mobiles 4G/LTE* », GdR ondes 2012, Grenoble, 17-18 janvier 2013.

[N3] **Florence Sonnerat**, Romain Pilard, Frédéric Giancesello, François Le Pennec, Christian Person, Daniel Gloria, « *Antenne LDS Innovante pour des Applications 4G* », JNM 2013 (Journées Nationales Microondes), Paris, France, 15-17 mai 2013.

[N4] Aykut Cihangir, **Florence Sonnerat**, Fabien Ferrero, Romain Pilard, Frédéric Giancesello, Daniel Gloria, Cyril Luxey, Gilles Jacquemod, Patrice Brachet, « *Antenne en technologie LDS pour terminaux mobiles LTE700 et GSM850/900* », JNM 2013 (Journées Nationales Microondes), Paris, France, 15-17 mai 2013.

---

### CONGRES INTERNATIONAUX AVEC COMITE DE LECTURE ET ACTES

[I1] **Florence Sonnerat**, Romain Pilard, Frédéric Giancesello, François Le Pennec, Christian Person, Daniel Gloria, « *4G Antenna Tuner Integrated in a 130 nm CMOS SOI Technology* », SIRF 2012 (Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems), Santa Clara, USA, 16-18 janvier 2012, pp. 191 - 194.

[I2] **Florence Sonnerat**, Romain Pilard, Frédéric Giancesello, François Le Pennec, Christian Person, Daniel Gloria, « *Innovative Tunable Antenna Solution Using CMOS SOI Technology* », SOI conference 2012, Napa, USA, 1-4 octobre 2012, pp. 1-2.

[I3] **Florence Sonnerat**, Romain Pilard, Frédéric Giancesello, Daniel Gloria, François Le Pennec, Christian Person, Aykut Cihangir, Fabien Ferrero, Cyril Luxey, « *Wideband LDS antenna using two radiating elements* », LAPC 2012 (Loughborough Antenna and Propagation Conference), Loughborough, UK, 12-13 novembre 2012, pp. 1-5.

[I4] Aykut Cihangir, **Florence Sonnerat**, Fabien Ferrero, Cyril Luxey, Romain Pilard, Frédéric Giancesello, Gilles Jacquemod, « *Design of traditional and a novel space-efficient antenna-coupling elements for lower LTE/GSM mobile phones* », LAPC 2012 (Loughborough Antenna and Propagation Conference), Loughborough, UK, 12-13 novembre 2012, pp. 1-4.

[I5] **Florence Sonnerat**, Romain Pilard, Frédéric Giancesello, Sébastien Jan, François Le Pennec, Christian Person, Cédric Durand, Daniel Gloria, « *30 dBm P1dB and 4 dB Insertion Losses Optimized 4G Antenna Tuner Fully Integrated in a 130 nm CMOS SOI Technology* », SIRF 2013 (Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems), Austin, USA, 20-23 janvier 2013, pp. 39 - 41.



[I6] **Florence Sonnerat**, Romain Pilard, Frédéric Giancesello, François Le Pennec, Christian Person, Daniel Gloria, « *Innovative LDS Antenna for 4G Applications* », Eucap 2013 (7<sup>th</sup> European Conference on Antenna and Propagation), Göteborg, Suède, 8-12 avril 2013, pp. 2773-2776.

[I7] **Florence Sonnerat**, Romain Pilard, Frédéric Giancesello, François Le Pennec, Christian Person, Daniel Gloria, Patrice Brachat, Cyril Luxey, « *Innovative 4G Mobile Phone LDS Antenna Module Using Plasmonics Integration Scheme* », AP-S 2013 (Antenna and Propagation Symposium), Orlando, USA, 7-13 juillet 2013, pp. 1-2.

[I8] Aykut Cihangir, Fabien Ferrero, Cyril Luxey, Gilles Jacquemod, **Florence Sonnerat**, Romain Pilard, Frédéric Giancesello, Daniel Gloria, Patrice Brachat, « *Combination of Two Neutralized Coupling elements Antennas for low LTE and GSM Mobile Phone* », AP-S 2013 (Antenna and Propagation Symposium), Orlando, USA, 7-13 juillet 2013, pp. 1-2.

---

#### ARTICLES

[A1] Aykut Cihangir, **Florence Sonnerat**, Fabien Ferrero, Romain Pilard, Frédéric Giancesello, Daniel Gloria, Patrice Brachat, Gilles Jacquemod, Cyril Luxey, « *Neutralisation technique applied to two coupling element antennas to cover low LTE and GSM communication standards* », Electronics Letters, Vol. 49, No. 13, 20 Juin 2013.

# Annexes

Annexes .....	177
Annexe A : Caractéristiques électriques d'une antenne .....	178
A.1. Impédance d'entrée / résistance de rayonnement .....	178
A.2. Coefficient de réflexion, TOS, pertes de désadaptation et Return Loss .....	178
A.3. Efficacité ou rendement .....	179
A.4. Bande passante et fréquences d'utilisation .....	180
A.5. Facteur de qualité .....	180
A.6. Caractéristiques en champ lointain .....	181
A.6.1. Intensité de rayonnement .....	181
A.6.2. Directivité .....	181
A.6.3. Gain .....	183
A.7. Diagramme de rayonnement .....	183
A.8. Polarisation .....	185
Annexe B : Plastiques compatibles avec le procédé LDS-LPKF .....	186
Annexe C : Effet de la dispersion des valeurs de composants sur un exemple .....	187
Références des annexes .....	188

## ANNEXE A : CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES D'UNE ANTENNE

Cette annexe décrit les définitions des paramètres principaux des antennes, utilisés dans le chapitre 2. Nous allons tout d'abord donner les caractéristiques des antennes, vues du circuit d'alimentation et dans un second temps, les définitions liées au rayonnement sont introduites.

### A.1. IMPEDANCE D'ENTREE / RESISTANCE DE RAYONNEMENT

L'impédance d'entrée d'une antenne est complexe et dépend de la fréquence. Définie, comme toute impédance, comme le rapport entre tension et courant à l'entrée de l'antenne, l'impédance a l'expression suivante [1] :

$$Z_A(\omega) = R_A(\omega) + j X_A(\omega) \quad \text{Équation 1}$$

Où  $R_A$  est la résistance de l'antenne et  $X_A$  sa réactance.

Par exemple, une antenne dipôle (2 brins de  $\frac{\lambda}{4}$  chacun) a une impédance de  $73 + j42 \Omega$  à la fréquence fondamentale de résonance.

L'antenne dissipe de la puissance : la résistance de rayonnement  $R_r(\omega)$  traduit la puissance active rayonnée dans l'espace qui entoure l'antenne. Elle est définie selon l'Équation 2 [2].

$$R_r(\omega) = \frac{P_{rayonnée}}{I_{rms}^2} = \frac{P_{acceptée} - P_{dissipée}}{I_{rms}^2} \quad \text{Équation 2}$$

Où  $P_{rayonnée}$  est la puissance active rayonnée par l'antenne,  $P_{acceptée}$  est la puissance active acceptée par l'antenne,  $P_{dissipée}$  la puissance active dissipée par l'antenne,  $I_{rms}$  est le courant efficace ou RMS (*Root Mean Square*) de l'antenne.

La résistance de rayonnement  $R_r(\omega)$  est reliée à  $R_A(\omega)$  par une résistance de pertes par effet Joule  $R_p(\omega)$  selon l'Équation 3 [1].

$$R_A(\omega) = R_r(\omega) + R_p(\omega) \quad \text{Équation 3}$$

### A.2. COEFFICIENT DE REFLEXION, TOS, PERTES DE DESADAPTATION ET RETURN LOSS

Le coefficient de réflexion complexe  $S_{11}$  caractérise la réflexion à l'entrée d'un quadripôle et est défini par le rapport entre les carrés de la puissance réfléchie et de la puissance incidente, à l'entrée du système. Il est lié aux impédances par [1] :

$$S_{11}(\omega) = \frac{Z_A(\omega) - Z_C}{Z_A(\omega) + Z_C} \quad \text{Équation 4}$$

Où  $Z_C$  est l'impédance caractéristique du système considéré.

Sa valeur en dB est calculée avec l'Équation 5 :

$$S_{11_{dB}} = 20 \log(|S_{11}|) \quad \text{Équation 5}$$

Deux ondes se propageant en sens opposés dans un guide ou une ligne créent une onde stationnaire dont l'enveloppe alterne périodiquement des maximums et des minimums. Le TOS (Taux

d'Ondes Stationnaires, équivalent du terme anglo saxon VSWR : *Voltage Standing Wave Ratio*) est le rapport entre ces valeurs maximale et minimale. Il permet de quantifier le niveau d'adaptation de l'antenne à son circuit d'alimentation. Comme pour tout circuit, l'égalité de leurs impédances conjuguées correspond à la solution optimale de transfert de puissance. Le TOS est lié au coefficient de réflexion complexe  $S_{11}$  en entrée de l'antenne par [3] :

$$TOS = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad \text{Équation 6}$$

Lorsque que l'antenne présente un court-circuit,  $S_{11}=-1$  et le TOS est infini. Pour le cas d'un circuit ouvert,  $S_{11}=1$  et le TOS est également infini. Enfin, dans le cas d'une charge adaptée,  $S_{11}=0$  et donc  $TOS=1:1$ .

Il existe cependant une relation caractérisant les pertes de désadaptation (ou *Mismatch Loss*), c'est-à-dire la quantité de puissance réfléchie par rapport à la puissance incidente, au point d'accès. Celles-ci s'expriment comme suit [3] :

$$ML_{dB} = -10 \log \left( 1 - \left[ \frac{TOS - 1}{TOS + 1} \right]^2 \right) \quad \text{Équation 7}$$

En pratique, l'adaptation est souvent évaluée en dB grâce à RL (*Return Loss*, d'après les termes anglo saxons), quantité positive, définie à partir de [4] :

$$RL = -20 \log(|S_{11}|) \quad \text{Équation 8}$$

Pour la majorité des systèmes sans fil, le TOS doit être inférieur à 3:1, ce qui correspond à **RL > 6 dB**, d'après l'Équation 6 et l'Équation 8.

### A.3. EFFICACITE OU RENDEMENT

L'efficacité totale  $\eta_{tot}(\omega)$  (aussi nommée rendement) est définie dans l'Équation 9 [1] et permet de prendre en compte la proportion de puissance qui est rayonnée par l'antenne par rapport à celle qui lui est fournie :

$$\eta_{tot} = \frac{\text{Puissance Rayonnée}}{\text{Puissance Incidente}} \quad \text{Équation 9}$$

Des logiciels comme HFSS (version 15.0) ou CST/MWS (version 2012.08) déterminent automatiquement l'efficacité de rayonnement selon la définition de l'Équation 10 suivante [1, 2].

$$\eta_{ray} = \frac{\text{Puissance Rayonnée}}{\text{Puissance Acceptée}} \quad \text{Équation 10}$$

La relation suivante lie  $\eta_{ray}$  et  $\eta_{tot}$  [1]:

$$\eta_{tot} = (1 - |S_{11}|^2) \times \eta_{ray} \quad \text{Équation 11}$$

L'efficacité de rayonnement peut également être définie par un rapport d'impédance, comme décrit en [1] :

$$\eta_{tot}(\omega) = \frac{R_r(\omega)}{R_A(\omega)} = \frac{R_r(\omega)}{R_r(\omega) + R_p(\omega)} \quad \text{Équation 12}$$

Une antenne a donc un bon rendement si la résistance de pertes est faible devant la résistance de rayonnement. C'est souvent le cas pour les antennes dipôle demi-onde ou monopole, mais la miniaturisation dégrade cette résistance de rayonnement, diminuant ainsi l'efficacité de l'antenne.

#### A.4. BANDE PASSANTE ET FREQUENCES D'UTILISATION

Généralement, une antenne ne fonctionne de manière optimale qu'autour d'une fréquence de résonance (il existe cependant des antennes à ondes progressives, par exemple les câbles rayonnant dans les couloirs de métros). Celle-ci correspond à la fréquence pour laquelle la réactance  $X_A$  de l'antenne est nulle. La fréquence de résonance est inversement proportionnelle à la longueur de l'antenne, ce qui signifie que les antennes basses fréquences sont de tailles plus importantes. L'impédance ramenée varie de part et d'autre de cette fréquence, ce qui entraîne une désadaptation progressive par rapport à son circuit d'alimentation. Cela affecte la bande de fréquence utilisable.

La bande passante, c'est-à-dire la bande de fréquence sur laquelle l'antenne a un TOS inférieur à une valeur donnée, peut être définie comme [1] :

$$BP = f_{max} - f_{min} \quad \text{Équation 13}$$

Où  $f_{max}$  (respectivement  $f_{min}$ ) est la fréquence maximale (respectivement minimale) permettant d'obtenir le TOS désiré. Les bandes passantes usuellement utilisées correspondent à  $S_{11dB} = -6$  dB (TOS=3:1) ou -10 dB (TOS=2:1).

Il est également possible de définir une bande passante relative, pour les antennes ayant une unique résonance et une bande passante plutôt étroite, selon [3] :

$$BP_r = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} = \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{\omega_0} \quad \text{Équation 14}$$

Avec  $f_0$  (respectivement  $\omega_0$ ) fréquence (respectivement pulsation) correspondant au TOS minimal.

Les antennes sont généralement considérées à bandes étroites quand leur bande passante relative est inférieure à 25 %.

#### A.5. FACTEUR DE QUALITE

Le facteur de qualité d'une antenne résonante est défini de manière similaire à d'autres dispositifs par le rapport entre l'énergie stockée dans les champs excités par l'antenne multipliée par  $2\pi$  et l'énergie rayonnée et dissipée [2]. Cela correspond à [3] :

$$Q(\omega_0) = \frac{\omega_0 \times W(\omega_0)}{P_A(\omega_0)} \quad \text{Équation 15}$$

Avec  $\omega_0$  la pulsation de résonance,  $W(\omega_0)$  l'énergie électromagnétique stockée,  $P_A(\omega_0)$  la puissance acceptée par l'antenne.

La définition suivante présente l'intérêt d'exprimer le facteur de qualité en fonction de propriétés d'impédance et de bande passante [3] :

$$Q(\omega_0) \approx \frac{\omega_0}{2R_A(\omega_0)} \sqrt{R_A'(\omega_0)^2 + (X_A'(\omega_0) + \frac{|X_A(\omega_0)|}{\omega_0})^2} \quad \text{Équation 16}$$

Où  $R_A'(\omega)$  est la dérivée de la réactance par rapport à la pulsation.

La bande passante relative et le facteur de qualité sont liés par la relation suivante [3] :

$$Q(\omega_0) \approx \frac{2\sqrt{\beta}}{BP_r(\omega_0)} \text{ avec } \sqrt{\beta} = \frac{s-1}{2\sqrt{s}} \leq 1 \quad \text{Équation 17}$$

Où  $s$  est la valeur considérée du TOS.

## A.6. CARACTERISTIQUES EN CHAMP LOINTAIN

Le champ lointain est la région de champ d'une antenne où la distribution angulaire de champ est indépendante de la distance entre la source de mesure et l'antenne. A cette distance, l'onde a atteint son régime établi et a une structure localement plane (à la décroissance en  $\frac{1}{r}$  près). Les performances de l'antenne sont ainsi définies dans cette zone.

### A.6.1. INTENSITE DE RAYONNEMENT

L'intensité de rayonnement est la puissance rayonnée par unité d'angle solide [1]. Elle dépend très généralement de la direction considérée.

Elle est exprimée par [1] :

$$\mathbf{U} = \mathbf{r}^2 \times \mathbf{W}_R \quad \text{Équation 18}$$

où  $\mathbf{U}$  est l'intensité de rayonnement en W/stéradians,  $\mathbf{r}$  la distance entre l'antenne et le point de mesure,  $\mathbf{W}_R$  la densité de puissance rayonnée par unité de surface dans la direction choisie.

Elle est également liée au champ électrique lointain par [1] :

$$U(\theta, \varphi) = \frac{r^2}{2\eta} \times [ |E_\theta(r, \theta, \varphi)|^2 + |E_\varphi(r, \theta, \varphi)|^2 ] \quad \text{Équation 19}$$

Avec  $E_\theta, E_\varphi$  les composantes sphériques du champ électrique à la distance  $\mathbf{r}$  de l'antenne, et  $\eta$  l'impédance intrinsèque du milieu. L'impédance du vide vaut  $120\pi$ .

### A.6.2. DIRECTIVITE

Les coordonnées les plus utilisées dans les études sur le rayonnement sont les coordonnées sphériques, décrites en rouge dans la Figure 1.

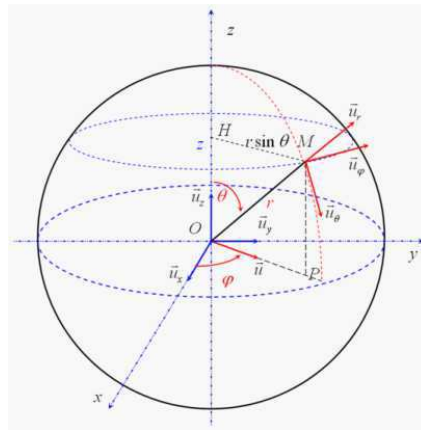


Figure 1 : Repère de coordonnées sphériques [5]

La directivité est définie comme le rapport entre l'intensité de rayonnement de l'antenne dans une direction donnée et l'intensité rayonnée moyennée sur toutes les directions. Cette dernière est égale à la puissance totale rayonnée par l'antenne divisée par  $4\pi$ . Si la direction n'est pas spécifiée, la direction de l'intensité de rayonnement maximum est considérée. Plus simplement, la directivité d'une antenne non isotrope est égale au rapport entre son intensité de rayonnement dans une direction donnée (lobes sombres sur la Figure 2) et celle d'une source isotrope (sphère en trait plein sur la Figure 2) [1]. Cette dernière, irréalisable en pratique, rayonne de la même manière dans toutes les directions; son rayonnement est dit omnidirectionnel.

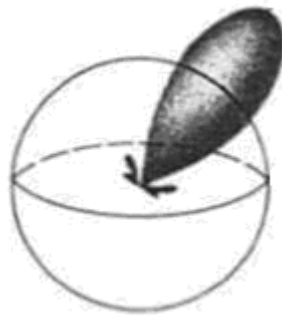


Figure 2 : Illustration de la directivité [6]

La directivité  $D(\theta, \varphi)$  (sans unité) s'exprime donc comme [1] :

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_R} \quad \text{Équation 20}$$

Où  $U(\theta, \varphi)$  est l'intensité de rayonnement, et  $P_R$  est la puissance totale rayonnée dans toutes les directions.

Une antenne directive est une antenne ayant la propriété de rayonner ou de recevoir les ondes électromagnétiques de manière plus conséquente dans certaines directions que dans les autres [2]. Ce terme est en général appliqué à une antenne dont la directivité maximum est bien plus grande que celle d'un dipôle demi-onde (2,1 dB). Une antenne directive possède généralement un ou deux lobes principaux. Plus étroits sont les lobes principaux, plus l'antenne est considérée comme directive.



### A.6.3. GAIN

Le gain est très fortement lié à la directivité, mais il traduit les caractéristiques de l'antenne de manière plus complète que celle-ci, car il prend en compte les pertes. Le gain absolu est défini dans une direction comme le rapport entre l'intensité de rayonnement de l'antenne et l'intensité de rayonnement qui serait obtenue si la puissance acceptée par l'antenne était rayonnée de manière isotrope. Cette intensité de rayonnement correspondant à la puissance rayonnée de manière isotrope est égale à la puissance acceptée par l'antenne  $P_A$  divisée par  $4\pi$ . Le gain directif s'exprime comme [1] :

$$G(\theta, \varphi)_{\text{directif}} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_A} = D(\theta, \varphi) \times \eta_{\text{ray}} \quad \text{Équation 21}$$

Avec  $P_A = P_{\text{in}} \times (1 - |S_{11}|^2)$ , où  $P_{\text{in}}$  est la puissance incidente Équation 22

Si nous prenons en compte l'adaptation, nous pouvons définir le gain réalisé, comme le gain partiel d'une antenne pour une polarisation donnée, réduit par les pertes dues à la désadaptation à une impédance spécifique de l'impédance de l'antenne [2] :

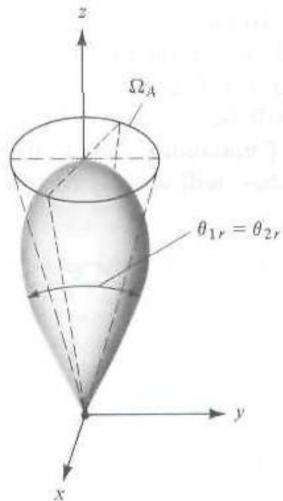
$$\begin{aligned} G(\theta, \varphi, \omega)_{\text{réalisé}} &= G(\theta, \varphi)_{\text{directif}} \times [1 - |S_{11}(\omega)|^2] \\ &= D(\theta, \varphi) \times \eta_{\text{ray}} \times [1 - |S_{11}(\omega)|^2] \end{aligned} \quad \text{Équation 23}$$

Le gain permet de quantifier l'augmentation de puissance émise ou reçue dans un lobe principal et est dû à la concentration d'énergie dans une direction donnée. Il est exprimé en dBi (décibels par rapport à l'antenne isotrope) ou quelquefois en dBd (décibels par rapport à l'antenne dipôle). Une antenne (électriquement petite) est considérée comme efficace si son gain mesuré est compris entre 2 et 4 dBi. Cependant, un gain de 0 dBi ne signifie pas que la puissance rayonnée est nulle, mais simplement qu'elle est égale à la puissance rayonnée par l'antenne isotrope.

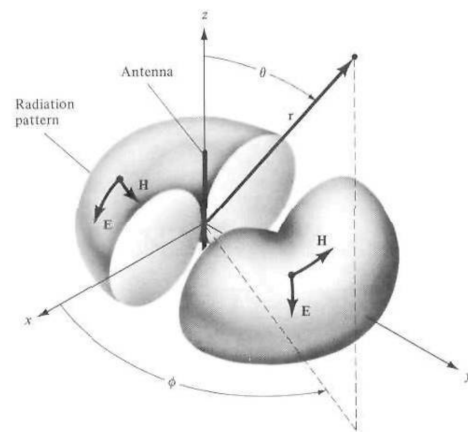
### A.7. DIAGRAMME DE RAYONNEMENT

Le diagramme de rayonnement est la distribution spatiale d'une quantité qui caractérise le champ électromagnétique généré par une antenne [2]. C'est donc une représentation graphique, en 2D ou en 3D, mettant en évidence les propriétés de rayonnement en champ lointain d'une antenne, c'est-à-dire son gain, et sa directivité. Les vues 2D correspondent à des vues en coupes du diagramme 3D.

Le diagramme de rayonnement d'une antenne peut être par exemple directionnel (Figure 3), omnidirectionnel (dans un plan, ici le plan xy) (Figure 4) ou sectoriel (pour les antennes des stations de base).



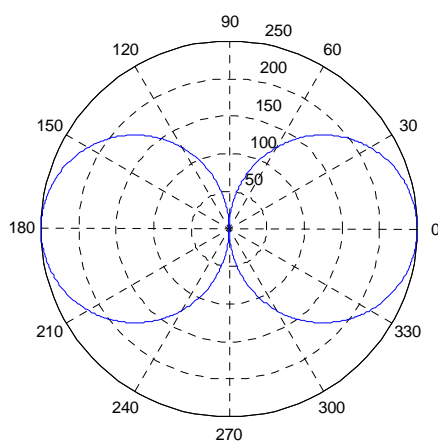
**Figure 3: Diagramme de rayonnement directionnel [1]**



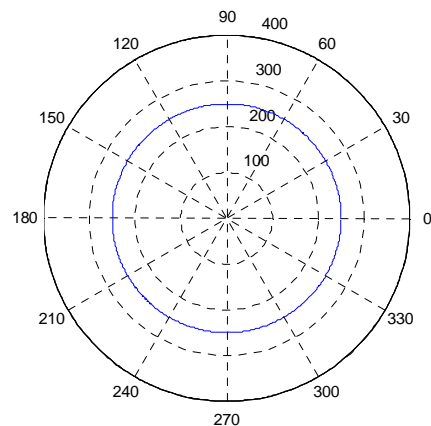
**Figure 4: Diagramme de rayonnement omnidirectionnel sur un plan [1]**

Lors de la variation de  $\theta$ ,  $\theta$  décrit le plan d'élévation. De même, la variation de  $\phi$  permet de parcourir le plan d'azimut.

Le diagramme de rayonnement d'un dipôle présenté en Figure 4 a pour équivalent 2D les représentations dans les plans E (c'est-à-dire le plan contenant le champ électrique et la direction du maximum de rayonnement) de la Figure 5 et H (soit le plan contenant le champ magnétique et la direction du maximum de rayonnement) de la Figure 6.



**Figure 5: Plan vertical (plan E) pour un dipôle [7]**



**Figure 6: Plan horizontal (plan H) pour un dipôle [7]**

L'antenne ne rayonnant pas de manière isotrope, certaines directions sont privilégiées : ce sont les lobes de rayonnement principaux. Les autres lobes, que les concepteurs d'antennes cherchent à minimiser sont appelés lobes secondaires (Figure 7).

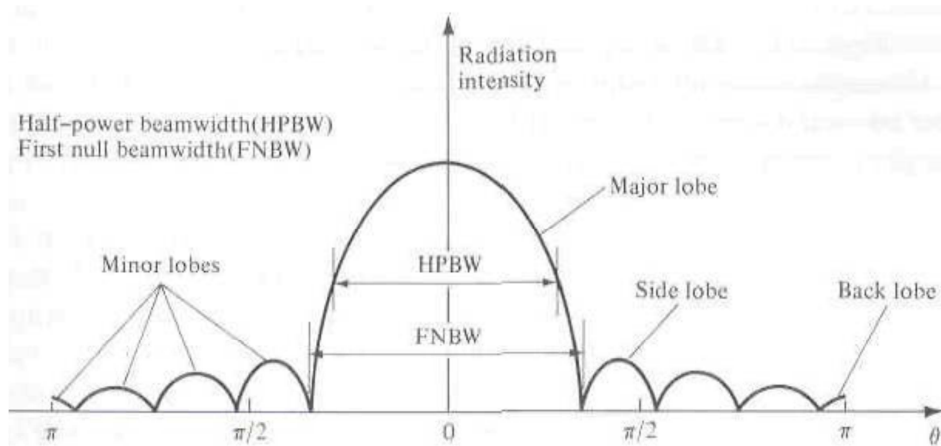


Figure 7: Représentation d'un lobe principal et de plusieurs lobes secondaires [1]

#### A.8. POLARISATION

La polarisation est la propriété d'une onde électromagnétique décrivant la variation temporelle de la direction et de l'amplitude du vecteur champ électrique [1]. Il existe 2 types de polarisations (Figure 8), qui sont déterminées par la valeur de  $\varphi$  :

- linéaire : le champ E est toujours parallèle à une direction pendant la propagation ( $\varphi = \pi$  ou  $\varphi = 0$ ). Une polarisation linéaire peut être horizontale, verticale et quelquefois oblique à  $\pm 45^\circ$ .
- elliptique (gauche ou droite) : pour toutes les autres valeurs de  $\varphi$  (cas général), en  $z = z_0$ , l'extrémité du champ E décrit une ellipse. Un cas particulier de cette dernière est la polarisation circulaire pour laquelle, à  $z = z_0$  (point quelconque de l'axe de propagation), l'extrémité du champ E décrit un cercle ( $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$ ). Si l'ellipse est décrite au cours du temps dans le sens des aiguilles d'une montre (respectivement inverse au sens des aiguilles d'une montre), la polarisation elliptique est droite (gauche). C'est en effet la différence de phase qui est caractéristique de l'onde, et non la phase d'une composante qui ne porte aucune information physique. La qualité de la polarisation est caractérisée par le taux d'ellipticité  $T$ , défini comme :

$$T = \frac{a}{b} \text{ et } T_{dB} = 20 \log_{10} \left( \frac{a}{b} \right) \quad \text{Équation 24}$$

Où  $a$  est le grand diamètre de l'ellipse et  $b$  le petit diamètre de l'ellipse

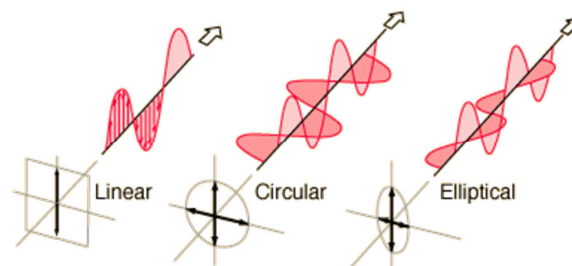


Figure 8: Comparaisons des polarisations linéaire, circulaire et elliptique [8]

## ANNEXE B : PLASTIQUES COMPATIBLES AVEC LE PROCÉDE LDS-LPKF

Ce tableau résume les propriétés des plastiques compatibles avec le procédé LDS-LPKF. D désigne un plastique donné pour l'état sec (*Dry*).

Plastique	$\epsilon_r$	Tan $\delta$ ( $10^{-4}$ )	Disponibilité au PEP	Compatibilité avec assemblage
Pocan DP T 7140 LDS	4,3 @100 Hz, 4,1 @1 MHz	22 @100 Hz, 138 @1 MHz	Oui	<i>Reflow soldering /</i> Vapeur/ Collage
Pocan DP 7102 000000	3,7@100 Hz, 3,5@1 MHz	32 @100 Hz, 149 @1 MHz	Oui	Collage
Ultramid® T 4381 LDS	4,4(D) @1 MHz	150(D)@1 MHz	Oui	Collage / Vapeur
Ultradur® B4300GM24 LDS High Speed (PBT)	-	-	Non	Inconnu
Vectra® E840i LDS (LCP)	-	-	Non	<i>Reflow soldering /</i> Vapeur/ Collage
RTP 2599 X 113384 A (PC/ABS)	3(D) @1 MHz	150(D)@1 MHz	Non	Collage
RTP 2599 X 113384 C (PC/ABS)	3,1(D) @1 MHz	150 (D)@1MHz	Non	Collage
RTP 2599 X 113384 D (PC/ABS)	3,2(D) @1 MHz	150(D)@1 MHz	Non	Collage
RTP 399 X 113385 B (PC)	3,1(D) @1 MHz	150(D)@1 MHz	Non	Collage
RTP 3499-3 X 113393 A (LCP)	3,8(D)@1 MHz	300@1 MHz	Non	<i>Reflow soldering /</i> Vapeur/ Collage
RTP 4099 X 117359 D (PPA)	-	-	Non	<i>Reflow soldering /</i> Vapeur/ Collage
Xantar® LDS 3710 (PC/ABS)	2,80±0,05 @1 GHz et 3 GHz	88@1 GHz 78@3 GHz	Oui	Collage
Xantar® RC 3711 (PC/ABS)	-	-	Non	Collage
Xantar® RC 3712 (PC/ABS)	-	-	Non	Collage
Xantar® LDS 3720 (PC/ABS)	2,80±0,05 @1 GHz et 3 GHz	<90@1 GHz <49 @ 3GHz	Non	Collage
Xantar® RC 3722 (PC/ABS grey)	-	-	Non	Collage
Xantar® RC 3723 (PC/ABS white)	-	-	Non	
Xantar® LDS 3730 Standard black (PC)	3,00±0,05 @1 GHz et 3 GHz	<90@1 GHz <53 @ 3GHz	Oui	Collage
Xantar® RX 3732 (PC grey), flame retardant	-	-	Non	Collage
Xantar® RX 3733 (PC white), flame retardant	-	-	Non	Collage
Iupilon MTB1000R 8920F (PC)	3,3@110 Hz 3,2@1 MHz	18@110 Hz 160@1 MHz	Non	Collage
Vestodur® X9423 (PBT)	-	-	Non	Collage
Vestamid® HTplus TGP 3586 (PA6T/X)	-	-	Non	<i>Reflow soldering /</i> Vapeur/ Collage
Vestamid® HTplus TGP 3587 (PA10T)	-	-	Non	Vapeur
TPJF231F (PC/ABS)	-	-	Non	Collage
NX07354 (PC/ABS)	2,74@1 GHz	30@1 GHz	Non	Collage
NX07354P (PC/ABS)	2,8@1 GHz	30@1 GHz	Non	Collage
NX10302 (PC/ABS)	2,74@1 GHz	30@1 GHz	Non	Collage
UX08325 (PPA)	4,2@1 GHz	100@1 GHz	Non	<i>Reflow soldering /</i> Vapeur/ Collage
UX08305 (PPA)	4,2 @1 GHz	100@1 GHz	Non	<i>Reflow soldering /</i> Vapeur/ Collage
NX11302 (PC/ABS)	-	-	Non	Collage
Grilamid 1SBVX-50H LDS (based on PA 1010)	-	-	Non	Inconnu
Stanyl®ForTii™ NC 1107A (PA4T black)	-	-	Non	<i>Reflow soldering /</i> Vapeur/ Collage
Stanyl®ForTii™ NC 1119A (PA4T gray), flame retardant	-	-	Non	<i>Reflow soldering /</i> Vapeur/ Collage

Figure 9: Propriétés des plastiques compatibles avec le procédé LDS-LPKF [9]

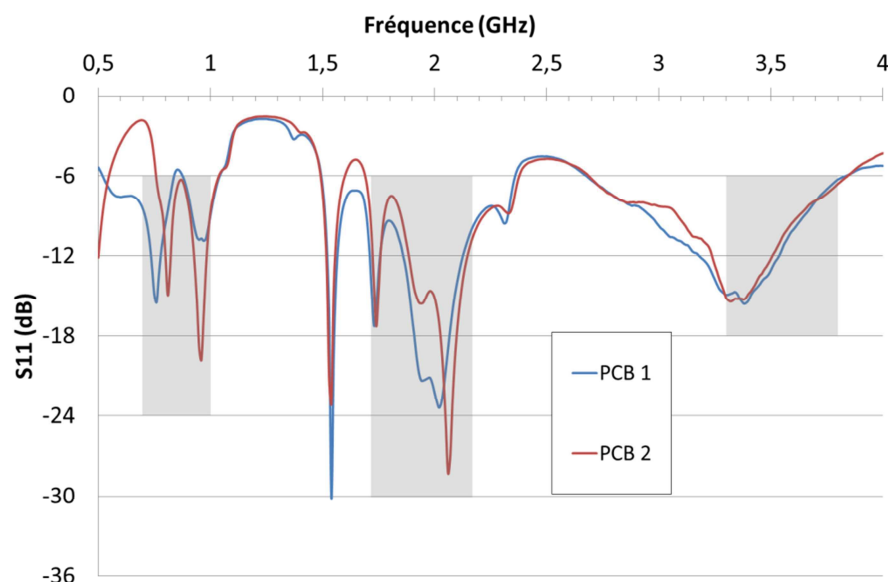
**ANNEXE C : EFFET DE LA DISPERSION DES VALEURS DE COMPOSANTS SUR UN EXEMPLE**

La méthode de conception que nous avons proposée dans le chapitre 5 utilise des composants CMS. Or nous savons qu'il existe un phénomène de dispersion des valeurs des composants discrets. Ainsi, les capacités que nous avons utilisées ont des valeurs de tolérances comprises entre  $\pm 0,1$  pF (pour les faibles valeurs) et  $\pm 5\%$  (pour les fortes valeurs). Quant aux inductances, les dispersions ont des valeurs comprises entre  $\pm 0,1$  nH (pour les faibles valeurs) et  $\pm 3\%$  (fortes valeurs).

Il est impossible de réaliser une simulation exhaustive de l'effet des tolérances des composants, car le nombre de composants mis en œuvre dans nos circuits est trop important (jusqu'à 27 composants). En effet, une telle étude devrait considérer les combinaisons croisées des différentes valeurs de tolérances envisageables pour les composants. Ainsi, simuler tous les composants à leur valeur maximale/minimale de tolérance donne une indication de la sensibilité du circuit, mais ne permet pas de conclure sur les performances pire cas du circuit.

D'autre part, même en considérant une seule configuration parmi les combinaisons croisées mentionnées précédemment, il ne s'agit pas de faire varier simplement la valeur nominale de l'inductance ou de la capacité, mais il faut prendre en compte notamment la modification de la résistance série de tels composants, qui impacte fortement les pertes du circuit. Or ces valeurs ne sont pas partagées par les constructeurs et ne sont pas disponibles dans ADS par exemple.

La difficulté de la simulation de l'effet des tolérances nous a amené à envisager une solution d'observation expérimentale d'un tel phénomène. Dans le cas de l'antenne multibande, nous avons donc fait réaliser deux PCB, identiques à l'effet de la dispersion des composants près. Nous les avons mesurés dans les mêmes conditions et avec les mêmes éléments rayonnants. Pour garantir des conditions de mesures reproductibles, nous avons considéré l'exemple de l'espace libre.



**Figure 10 : Impact de la dispersion des composants sur le coefficient de réflexion (mesures corrigées de l'effet du câble)**

Lorsque nous observons les mesures des coefficients de réflexion des deux PCBs, nous pouvons remarquer que dans la bande basse, les deux PCBs se comportent de manière significativement différente. Le PCB 1 a un paramètre  $S_{11}$  inférieur à -6 dB sur toute la bande, alors que le PCB 2 n'est plus adapté en début de bande. Comme toutes les autres conditions sont identiques par ailleurs, la différence s'explique nécessairement par la dispersion des valeurs des composants. Comme le comportement est relativement semblable pour les autres fréquences, le ou les composant(s) ayant une valeur critique se trouve(nt) très certainement dans le filtre passe-bas associé à l'antenne 1 ou le combineur/diviseur de puissance.

## REFERENCES DES ANNEXES

- [1] C. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*: 2nd edition, 1997.
- [2] IEEE, *IEEE Std 145-1983 : IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc 345 East 47th Street, New York, NY 10017, USA, Juin 1983.
- [3] D. A. Sanchez-Hernandez, *Multiband Integrated Antennas for 4G Terminals*, Artech House, 2008.
- [4] T. S. Bird, *Definition and Misuse of return Loss*, vol. 51, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Avril 2009, pp. 166-167.
- [5] [http://prn1.univ-lemans.fr/AccesLibre/PRN/res\\_nlp/NLP\\_C\\_M01\\_G02/res/Fig\\_06.png](http://prn1.univ-lemans.fr/AccesLibre/PRN/res_nlp/NLP_C_M01_G02/res/Fig_06.png).
- [6] W. L. Stutzman et G. A. Thiele, *Antenna theory and design*, 1981.
- [7] T. P. Vuong, *Théorie sur les antennes*, Cours dispensés à Phelma, 2009.
- [8] <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/phyopt/polclas.html>.
- [9] A. Veille, *Rapport Interne*, PEP, 2011.